

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

แหล่งจ่ายไฟสวิทช์ชิ่งแบบฟูลบริดจ์

Full Bridge Switching Mode Power Supply



โดย
นายเฉลิมพล พุดพิมพ์
นายนันทกาด เกษตรลักษณ์

๒๗
๗๔๒๒๗
๒๕๕๐

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....**83098**
วัน,เดือน,ปี.....- 5 ส.ค. 2551

b. 119 64029
i.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Full Bridge Switching Mode Power Supply

BY

MR. CHALERMPOL PUTPIM

MR. NONTAKARN KARSEKLUXSAME



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF
THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
BACHELOR IN DEPARTMENT OF INFORMATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2007

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์ แหล่งจ่ายไฟสวิตซ์ซึ่งแบบฟูลบริดจ์
Thesis Title Full Bridge Switching Mode Power Supply
ชื่อนักศึกษา นายเฉลิมพล พุดพิมพ์ รหัสประจำตัว 48015572
นายนนทภาค เกษตรลักษณ์ รหัสประจำตัว 48015624
อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ. อุทัย ศรีธีระวิโรจน์
ระดับการศึกษา ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ
ภาควิชา วิศวกรรมสารสนเทศ
ปีการศึกษา ปีการศึกษา 2550

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้รับการอนุมัติให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา ตามหลักสูตร
วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร
ลาดกระบัง

(ผศ. อุทัย ศรีธีระวิโรจน์)

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | | |
|---------------------------|-----------------------------------|-----------------------|
| หัวข้อปริญญานิพนธ์ | แหล่งจ่ายไฟสวิทซ์ซึ่งแบบฟูลบริดจ์ | |
| ชื่อนักศึกษา | นายเฉลิมพล พุฒพิมพ์ | รหัสประจำตัว 48015572 |
| | นายนนทกาล เกษตรลักษณ์ | รหัสประจำตัว 48015624 |
| อาจารย์ที่ปรึกษา | ผศ. อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ | |
| ระดับการศึกษา | ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต | |
| | สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ | |
| ภาควิชา | วิศวกรรมสารสนเทศ | |
| ปีการศึกษา | ปีการศึกษา 2550 | |

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นการนำเสนอ การออกแบบ การทำงาน และผลการทดสอบการทำงานของ วงจรแหล่งจ่ายไฟแบบฟูลบริดจ์โดยมีการทำงานของวงจร คือ ขั้นแรกจะทำการเปลี่ยนไฟฟ้า กระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต มาเป็นไฟฟ้ากระแสตรงก่อนจะเป็นไฟฟ้ากระแสตรง 310 โวลต์ โดยวงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสไฟ หลังจากนั้นนำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาทำการ เปลี่ยนให้เป็นพัลส์ความถี่ประมาณ 60 กิโลเฮิร์ต โดยใช้ไอจีบีทีของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อเป็น ลักษณะแบบ ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์โดยมีไอซี SG3525 มาทำการควบคุมความถี่และคาบเวลา ใน การนำกระแสของไอจีบีที สุดท้ายจะได้เอาท์พุท โวลต์เดจประมาณ 50 โวลต์ และกระแส 60 แอมป์ ซึ่งค่ากระแสสูงนี้จะนำไปประยุกต์ใช้งานต่อไป

Thesis Title Full Bridge Switching Mode Power Supply
Student MR. Chalernpol Putpim ID. 48015572
MR. Nontakarn Karsekluxsame ID. 48015624
Advisor Asst. Prof. Uthai Sritheeravirojana
Graduate Bachelor Degree of Information Engineering
Department Information Engineering
Academic Year 2007

ABSTACT

This paper presents the design and test report for high current switching power supply initial, rectifier and filter circuit changing the alternating current 220 Volts 50Hz line to direct current 310 Volts. Subsequently, the direct current convert to high Frequency pulses (60 KHz) by IGBT Which inside are full-bridge converter circuit and control switching characterized by SG3525, the pulse width modulator control finally, high current switching power supply has output of 50 Volts and 60 Amps high current switching. This application can be used later.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี ขอขอบพระคุณ ผศ. อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ ที่ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือที่ดีเสมอมาตลอดจนอีกทั้งยังได้ชี้แนะแนวทางในการแก้ปัญหาต่างๆ ในการทดลองมาโดยตลอด

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ที่คอยห่วงใยและให้การสนับสนุนในการศึกษารวมทั้งขอขอบคุณญาติสนิทให้ความช่วยเหลือในด้านต่างๆมาโดยตลอดและลูกชายสุดที่รักที่เป็นกำลังใจอันยิ่งใหญ่ที่ทำให้พ่อก้าวมาถึงจุดนี้

สุดท้ายขอขอบพระคุณเพื่อนๆห้อง 3F3 3F2 เพื่อนชั้น 9 ทั้งต่อเนื่อง ภาคปกติและรับตรงที่คอยช่วยเหลือกันมาตลอด



นายเฉลิมพล พุฒพิมพ์
นายนันทกาล เกษตรลักษณ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และก้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

| เรื่อง | หน้า |
|---------------------------------------------------|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย | ก |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ | ข |
| กิตติกรรมประกาศ | ค |
| สารบัญ | ง |
| สารบัญภาพ | ฉ |
| บทที่ 1 บทนำ | |
| 1.1 ความสำคัญของปัญหา | 1 |
| 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ | 1 |
| 1.3 ขอบเขตการทำโครงการ | 2 |
| 1.4 ขั้นตอนการศึกษา | 2 |
| 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ | 2 |
| บทที่ 2 ทฤษฎี | |
| 2.1 หลักการของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตซ์ซิ่ง | 3 |
| 2.2 หลักการของวงจรฟลูบรีดจ์คอนเวอร์เตอร์ | 12 |
| 2.3 หม้อแปลงแบบสวิตซ์ซิ่ง | 19 |
| 2.4 วงจรส่วนอินพุตของสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย | 31 |
| 2.5 วงจรควบคุมสำหรับสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย | 34 |
| 2.6 IGBT (Insulate Gate Bipolar Transistor) | 38 |
| 2.7 ไอซีเบอร์ SG3525 ใน โทลคควบคุมแรงดัน | 49 |
| บทที่ 3 การดำเนินงาน | |
| 3.1 แผนผังการดำเนินงาน | 52 |
| 3.2 วงจรภาคกำลังความถี่ต่ำ | 53 |
| 3.3 ภาคควบคุมและขับเคลื่อน | 54 |
| 3.4 ภาคกำลังความถี่สูง | 60 |
| 3.5 การออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ | 62 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และแจ้งอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

| | |
|-------------------------------------------------|----|
| 3.6 การออกแบบหม้อแปลง | 64 |
| 3.7 การออกแบบเอาต์พุตไอซ์ | 67 |
| บทที่ 4 การทดลอง | |
| 4.1 จุดประสงค์การทดสอบ | 63 |
| 4.2 ผลการวัดสัญญาณ | 63 |
| บทที่ 5 ปัญหาที่เกิดขึ้นในการทำโครงงานและบทสรุป | 73 |
| บรรณานุกรม | |
| ผนวก | |



สารบัญภาพ

| ภาพที่ | หน้า |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| ภาพที่ 2-1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตซ์িংเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป | 4 |
| ภาพที่ 2-2 วงจรพื้นฐานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ | 13 |
| ภาพที่ 2-3 ลักษณะการ ไม่สมมาตรฟลักซ์เนื่องจาก Q_1 และ Q_2 ใช้เวลานานกว่า ได้มากกว่า Q_2 และ Q_3 | 16 |
| ภาพที่ 2-4 ผลของการต่อตัวเก็บประจุลือกิ่ง C_g เข้ามาในวงจรเพื่อ ลดการ ไม่สมมาตรฟลักซ์ | 16 |
| ภาพที่ 2-5 ลักษณะของการเกิดความลาด (Droop) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมของ ขดปฐมภูมิเมื่อตัวต่อเก็บประจุลือกิ่ง C_g คั้นเข้ามาในวงจร | 17 |
| ภาพที่ 2-6 แสดงเส้น โด่งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสาร 3C8 และ 3C6A | 20 |
| ภาพที่ 2-7 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้น โด่งฮิสเตอร์รีซิส | 20 |
| ภาพที่ 2-8 แสดงการกำหนดช่องอากาศคั้น | |
| (ก) ช่องอากาศคั้นที่แกนกลาง | 22 |
| (ข) ช่องอากาศคั้นระหว่างคู่ประกอบ | 22 |
| ภาพที่ 2-9 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง | 25 |
| ภาพที่ 2-10 แสดงการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดง | 26 |
| ภาพที่ 2-11 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตซ์ิ่ง | 28 |
| ภาพที่ 2-12 แสดงผลของฟลักซ์รั่วและความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว B_x | 28 |
| ภาพที่ 2-13 แสดงผลของขดลวดที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่ว | 29 |
| ภาพที่ 2-14 แสดงการเปรียบเทียบลวดทองแดงที่พันเรียงกัน | 30 |
| ภาพที่ 2-15 แสดงวงจรส่วนอินพุตของสวิตซ์ิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย | 31 |
| ภาพที่ 2-16 แสดงตัวอย่างการต่อวงจร LC ฟิวเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวน RFI | 32 |
| ภาพที่ 2-17 แสดงตำแหน่งการใช้งานของตัวเก็บประจุชนิด “X” และชนิด “Y” | 33 |
| ภาพที่ 2-18 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน | 34 |
| ภาพที่ 2-19 แสดงลักษณะความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของ PWM | 35 |
| ภาพที่ 2-20 แสดงวงจรพื้นฐานของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมกระแส | 36 |

สารบัญภาพ(ต่อ)

| ภาพที่ | หน้า |
|----------------------------------------------------------------------|------|
| ภาพที่ 2-21 แสดงการทำงานที่จุดต่าง ๆ ของวงจรถอบคุมในโหมดควบคุมกระแส | 37 |
| ภาพที่ 2-22 สัญลักษณ์และการเรียกชื่อขาของ IGBT ทั้ง 2 แบบ | 39 |
| ภาพที่ 2-23 ภาพตัดขวาง โครงสร้างพื้นฐานของ IGBT | 39 |
| ภาพที่ 2-24 (ก) กราฟแสดงลักษณะคุณสมบัติระหว่างกระแสและแรงดันของ IGBT | 40 |
| (ข) กราฟแสดงลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนของ IGBT | 40 |
| ภาพที่ 2-25 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส | 41 |
| ภาพที่ 2-26 โครงสร้างที่ปรับปรุงเพื่อป้องกันการแลตช์ใน IGBT | 43 |
| ภาพที่ 2-27 (ก) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตแฝงอยู่ภายใน | 44 |
| (ข) วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาวะปกติของ IGBT | 44 |
| (ค) วงจรสมมูลที่แสดงส่วนของทรานซิสเตอร์ที่แฝงอยู่ภายใน | 44 |
| ภาพที่ 2-28 (ก) ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะนำกระแส | 46 |
| (ข) ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะหยุดนำกระแส | 46 |
| ภาพที่ 2-29 (ก) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสตรง | 47 |
| (ข) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสภาวะไบแอสกลับ | 47 |
| ภาพที่ 2-30 แสดงวงจรรภายในของ ไอซีเบอร์ SG3525 | 49 |
| ภาพที่ 3-1 แสดงขั้นตอนการดำเนินงาน | 51 |
| ภาพที่ 3-2 แสดงวงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดัน 220 Vac | 52 |
| ภาพที่ 3-3 แสดงวงจรบริดจ์ 310 Vdc | 53 |
| ภาพที่ 3-4 แสดงวงจรสร้างสัญญาณ มอดูเลตความกว้างพัลส์ | 54 |
| ภาพที่ 3-5 แสดงวงจรถอบคุมแรงดัน | 55 |
| ภาพที่ 3-6 แสดงภาคตรวจจับกระแส | 56 |
| ภาพที่ 3-7 แสดงแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง ± 12 Vdc | 56 |
| ภาพที่ 3-8 แสดงแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง ± 15 Vdc | 57 |
| ภาพที่ 3-9 วงจรกำเนิดสัญญาณควบคุม | 58 |
| ภาพที่ 3-10 แสดงวงจรขับนำเกตของ IGBT ทั้งสี่จุด | 59 |
| ภาพที่ 3-10 วงจรแปลงผันไฟตรงชนิดเต็มบริดจ์ | 59 |

สารบัญภาพ(ต่อ)

| ภาพที่ | หน้า |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| ภาพที่ 4-1 แสดงสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของภาค PWM จากไอซี SG3525 ขา 14 ความถี่เท่ากับ 60 กิโลเฮิร์ตซ์ | 66 |
| ภาพที่ 4-2 แสดงสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของภาค PWM จากไอซี SG3525 ขา 11 ความถี่เท่ากับ 60 กิโลเฮิร์ตซ์ | 67 |
| ภาพที่ 4-3 แสดงสัญญาณ PWM จากไอซี SG3525 เมื่อผ่านหม้อแปลงความถี่สูง เพื่อแยกเอาสัญญาณ ไปควบคุมวงจรฟลูตบริดจ์ | 67 |
| ภาพที่ 4-4 แสดงสัญญาณที่ขาเกตเทียบกับอิมิตเตอร์ของ Q1 Q4 และ Q2 Q3 ในการ ไบัสให้ IGBT นำกระแสของแต่ละคู่ต้องไม่เป็น ไฟบวกพร้อมกัน | 68 |
| ภาพที่ 4-5 แสดงรูปคลื่นแรงดันด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงขณะยังไม่ต่อโหลด วัดสัญญาณเทียบกราวด์ | 68 |
| ภาพที่ 4-6 แสดงรูปคลื่นแรงดันด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงขณะยังไม่ต่อโหลด วัดสัญญาณไม่เทียบกราวด์ | 69 |
| ภาพที่ 4-7 แสดงรูปคลื่นของแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดด้านปฐมภูมิโดยผ่าน ไดโอด MUR20040CT โดยมีโหลด 46 โอห์มหรือโหลดไฟ 40 w | 69 |
| ภาพที่ 4-8 แสดงรูปคลื่นของแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดด้านปฐมภูมิโดยผ่าน ไดโอด MUR20040CT มีโหลด 46 โอห์ม หรือโหลดไฟ 40 w | 70 |
| ภาพที่ 4-9 แสดงรูปคลื่นของแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดด้านปฐมภูมิโดยผ่าน ไดโอด MUR20040CT มีโหลด 8.6 โอห์มแสดงผลโดยโหลดไฟ | 70 |

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญของปัญหา

สวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Power Supply) เป็นแหล่งจ่ายไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่ง

ในปัจจุบันสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายได้เข้ามามีบทบาทกับชีวิตเราอย่างมาก เครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็ก ซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่มีกำลังสูง แต่มีขนาดเล็ก เช่นเครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร และเครื่องรับโทรทัศน์ จำเป็นต้องใช้สวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย แนวโน้มการนำสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้เครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภทจึงเป็นไปได้สูง ทำให้มีการพัฒนาแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซิ่งขึ้นอย่างต่อเนื่อง ในการออกแบบสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ส่วนใหญ่มีความซับซ้อนทางวงจร ดังนั้นจึงต้องมีพื้นฐานและกำหนดค่าอุปกรณ์ที่เหมาะสมในการสร้างและออกแบบวงจรสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยเริ่มจากไฟสลับ 220 โวลต์จะผ่านเข้ามาทางวงจรฟิลเตอร์เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าแรงดันสูงด้วยวงจรเล็กดิไฟเออร์ และเข้าชุด (Full Bridge Converter) โดยใช้ ไอจีบีที (Insulate Gate Bipolar Transistor: IGBT) จะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ เพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลงที่เอาต์พุตของหม้อแปลงความถี่สูง และจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบก่อนจึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้

จากที่กล่าวมานี้จะเห็นได้ว่า แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบเชิงเส้นแม้จะง่ายต่อการออกแบบและอุปกรณ์ที่ใช้มีราคาไม่แพงมากนัก แต่มีข้อเสียคือ ถ้าต้องการแหล่งจ่ายไฟที่มีกำลังสูงขึ้น ขนาดของแหล่งจ่ายไฟจะต้องมีขนาดใหญ่และน้ำหนักมาก เนื่องจากหม้อแปลงที่ใช้ในวงจรเป็นหม้อแปลงความถี่ต่ำจึงมีขนาดใหญ่กว่าหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตซ์ซิ่งมาก และข้อเสียอีกข้อคือมีกำลังไฟฟ้าสูญเสียสูงทำให้ประสิทธิภาพต่ำ แต่แหล่งจ่ายสวิตซ์ซิ่งจะใช้การเปลี่ยนระดับแรงดันสลับที่ 110 โวลต์หรือ 220 โวลต์ให้เป็นอีกระดับหนึ่งด้วยวงจรแปลงผันไฟตรง (Full Bridge Converter) ซึ่งใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ เช่น มอสเฟตกำลังทรานซิสเตอร์กำลัง ไอจีบีที เป็นต้น

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

ศึกษาการออกแบบและการสร้างเพื่อสามารถนำไปใช้งานได้จริง ซึ่งในปัจจุบันสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย เริ่มเข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมากในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กจึงเป็นแนวทางในการพัฒนาโครงการนี้ให้สามารถจ่ายพลังงานสูงและประสิทธิภาพสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบวงจรสวิตช์ซึ่งจะเป็นแบบ (Full Bridge Converter) โดยใช้ IGBT 1200 โวลต์ 60 แอมป์ และเลือกใช้ความถี่ที่ควบคุมประมาณ 50 kHz – 60 kHz ส่วนของวงจรควบคุมการทำงานจะใช้ตรรกะการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่เอาต์พุตแล้วนำมาเปลี่ยนแปลงที่ได้มาควบคุมช่วงการนำกระแสของสวิตช์กำลัง เพื่อให้ค่าแรงดันที่เอาต์พุตคงที่และที่สำคัญสามารถปรับแรงดันเอาต์พุตได้ 50 โวลต์ดีซี และมีชุดตรวจจับกระแสอย่างไรก็ตามในการออกแบบสิ่งแรกในการออกแบบสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ควรจะรู้จักขอบเขตเบื้องต้นในการออกแบบเพื่อจะได้สามารถนำไปพิจารณาขอบข่ายในการสร้างได้

1.3 ขอบเขตการทำโครงการ

สร้างแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ซึ่ง แบบฟูลบริดจ์ (Full Bridge Switching) โดยขนาด 3000 w สัญญาณอินพุตป้อนไฟฟ้ากระแสสลับ 220 Vac ทำงานโดยหลักการใช้ PWM (Pulse Width Modulation) ที่ความถี่ 60 kHz และที่สำคัญระดับแรงดันอยู่ที่ 50 โวลต์ดีซี

1.4 ขั้นตอนการศึกษา

เริ่มศึกษาจากพื้นฐานของแหล่งจ่ายไฟ แบบสวิตช์ซึ่งทั้งหมดทุกรูปแบบ แต่ละรูปแบบมีความแตกต่างกันอย่างไร และในหนึ่งรูปแบบจะแบ่งเป็นส่วน ๆ แต่ละส่วนมีความสำคัญอย่างไร ทำหน้าที่อะไร โดยละเอียดกล่าวไว้ บทที่ 2 ในส่วนของบทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตช์ซึ่ง บทที่ 4 คือการทำการทดสอบผลการทดลองส่วนในบทสุดท้ายจะเป็นภาคผนวกเพิ่มเติมวงจร

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับของการทำปริญญานิพนธ์มีดังต่อไปนี้

1. ได้รับความรู้ความเข้าใจในเรื่องคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นพื้นฐานของอิเล็กทรอนิกส์กำลัง
2. รู้จักประยุกต์ นำความรู้ที่ได้มาใช้งาน และเป็นแนวทางที่จะพัฒนาความรู้ไปใช้ในการทำงานด้านอุตสาหกรรม
3. สามารถนำโครงการนี้ไปพัฒนาให้ดีขึ้น และนำไปใช้ประโยชน์ในด้านต่างๆ
4. สามารถสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่มีกำลังวัตต์สูงและศึกษาเกี่ยวกับสัญญาณควบคุม SG3525
5. ได้ศึกษาอุปกรณ์ตรวจจับกระแสและนำมาประยุกต์ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่สำคัญและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

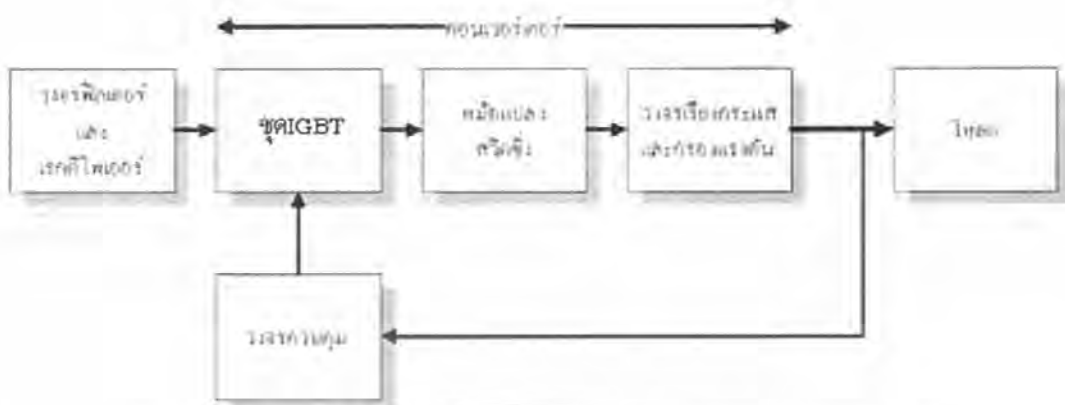
ในการทำโครงงานแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตซ์ซิ่ง ต้องมีการศึกษาทฤษฎีในเรื่องต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องดังนี้

- 2.1 หลักการของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตซ์ซิ่ง
- 2.2 หลักการของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์
- 2.3 หม้อแปลงแบบสวิตซ์ซิ่ง
- 2.4 วงจรส่วนอินพุตของสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย
- 2.5 วงควบคุมสำหรับสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย
- 2.6 IGBT (Insulate Gate Bipolar Transistor)
- 2.7 ไอซีเบอร์ SG3525 ในโหมดควบคุมแรงดัน

2.1 หลักการของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตซ์ซิ่ง

สวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟจากระบบแรงดันไฟสลับที่ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ เพื่อใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น หรือที่เรียกว่า ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย แต่มีข้อแตกต่างอยู่ที่ขนาด และน้ำหนักของหม้อแปลง ซึ่งสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะมีขนาดของหม้อแปลงเล็กมีประสิทธิภาพสูงและน้ำหนักเบา

ในขณะเดียวกันสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย เริ่มเข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมากในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานได้สูง และมีขนาดเล็กแนวโน้มในการนำสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภท จึงเป็นไปได้สูงการศึกษาหลักการทำงานและการออกแบบสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นสิ่งจำเป็นที่ไม่อาจหลีกเลี่ยง



ภาพที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป

หัวใจสำคัญของสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะเป็นทั้งตัวลดทอนแรงดันและคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตด้วย

แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจรฟิวส์เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและจะถูกเปลี่ยนเป็น แรงดันไฟตรงค่าสูงด้วย วงจรเรกติฟายเออร์ คอนเวอร์เตอร์โดย IGBT จะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20 ถึง 200 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตซ์ซิง เพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลงที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสียก่อนจึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตมายังวงจรควบคุม เพื่อควบคุมการทำงานของ IGBT ให้มีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นหรือน้อยลง ตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุตซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ได้

วงจรด้านอินพุต (เรกติฟายเออร์)

วงจรทางด้านอินพุต จึงต้องมีการปรับเปลี่ยนแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ให้มาเป็นแรงดันไฟตรงขนาด 310 โวลต์ เพื่อส่งต่อไปให้อุปกรณ์ต่าง ๆ โดยผ่านวงจรส่วนอินพุตซึ่งประกอบไปด้วย 2 ส่วน ดังนี้คือ

- 1 เรกติฟายเออร์ (RECTIFIER)
- 2 ฟิวส์ (FUSE)

2.1.1 เรกติฟายเออร์

เรกติฟายเออร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดของวงจรในส่วนอินพุต เรกติฟายเออร์จะประกอบไปด้วยอุปกรณ์สำคัญ 3 ตัวคือ ตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C และไดโอดเรกติฟายเออร์ ซึ่งทั้งสามส่วนมีหน้าที่หลักคือ การเปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุตให้อุปกรณ์ต่าง ๆ ต่อไป

2.1.1.1 ตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs

ตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs จะมีประโยชน์มากในวงจรเรกติฟายเออร์ Rs จะเป็นตัวจำกัดกระแสกระชากในวงจรที่เกิดขึ้น โดยเฉพาะตอนเปิดเครื่องให้ทำงานตัวเก็บประจุขณะชาร์จประจุจะเหมือนมีการลัดวงจรขึ้น ถ้าค่าของตัวเก็บประจุสูงก็จะทำให้เกิดกระแสกระชากในวงจรขณะเปิดเครื่องสูงขึ้น การกำหนดค่าตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs ไว้ในวงจรจะทำให้มีการไหลของกระแสขณะเปิดเครื่องเป็นไปได้อย่างช้า ๆ และสามารถลดกระแสกระชาก ตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs ในวงจรเรกติฟายเออร์จำเป็นต้องมีการกำหนดค่าอย่างเหมาะสม เนื่องจากในวงจรเรกติฟายเออร์ที่มีตัวเก็บประจุเป็นฟิลเตอร์นั้น ค่าของแรงดันที่ได้จากวงจรจะขึ้นกับค่าของ Rs และกำลังงานที่วงจรเรกติฟายเออร์จะต้องจ่ายออกไป

การต่อตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs จะทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของแหล่งจ่ายไฟลดลง เนื่องจากการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัว Rs การกำหนดค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs จึงต้องพิจารณาจากความเหมาะสมระหว่างการลดกระแสกระชาก และประสิทธิภาพจากการทำงานของแหล่งจ่ายไฟด้วย

2.1.1.2 ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของบริดจ์ไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอตามต้องการ ในวงจรเรกติฟายเออร์ตัวเก็บประจุ C จะทำงานในลักษณะของการชาร์จประจุและคายประจุค่ากระแสของการชาร์จประจุจะมากหรือน้อยขึ้นกับค่าของตัวเก็บประจุ C และภาวะของโหลดที่เอาต์พุตของวงจรเรกติฟายเออร์ และค่ากระแสอาร์เอ็มเอสของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C ต่อค่ากระแสประสิทธิภาพ I_e ที่อินพุตของวงจรเรกติฟายเออร์ โดยที่

$$I_e = \frac{P_{in}}{V_{INrms}} \quad (2.1)$$

เมื่อ I_e = ค่ากระแสประสิทธิผลที่อินพุต เป็นอาร์เอ็มเอสแอมป์
 P_{in} = กำลังที่จ่ายเข้าทางด้านอินพุต เป็นวัตต์
 V_{INrms} = ค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสที่อินพุต เป็นอาร์เอ็มเอสโวลต์

การหาค่าความจุของตัวเก็บประจุ สิ่งที่เราต้องพิจารณาในการหาค่าความจุของตัวเก็บประจุ จะประกอบไปด้วย ค่ากระแสประสิทธิผลที่อินพุต I_e , แรงดันกระเพื่อม (แรงดันริปเปิล, RIPPLI VOLTAGE) V_r , ค่าแรงดันสูงสุด (ค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสที่อินพุต + แรงดันกระเพื่อม) E_{max} , ค่าแรงดันต่ำสุด (ค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสที่อินพุต - แรงดันกระเพื่อม) E_{min} และค่าช่วงเวลาในตัวเก็บประจุคายประจุผ่าน โหลด (ระยะเวลาของคลื่นซายน์ที่ 90° + ระยะเวลาของคลื่นซายน์ที่มุม x) t จะได้เป็น

$$C = \frac{I_e \cdot t}{V_r} \quad (2.2)$$

ตัวอย่างเช่น กำหนดค่ากำลังอินพุต 400 VA กำหนดค่าพาวเวอร์แฟกเตอร์ 0.8 ซึ่งคิดเป็น กำลังไฟฟ้า $400 \cdot 0.8 = 320$ วัตต์ ต้องการแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุต 24 โวลต์และกำหนด $R_s = 2$ โอห์ม

จะได้กระแสไฟฟ้าตรง

$$\frac{P_{in}}{V_{DC}} \quad (2.3)$$

$$\begin{aligned} \text{แรงดันไฟฟ้าตรง} &= \frac{320}{24} \\ &= 13.33 \text{ AMP} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{ค่าแรงดันกระเพื่อม } V_r &= 10\% \text{ ของแรงดันที่เอาต์พุต} \\ &= 0.1 \cdot 24 \\ &= 2.4 \text{ V} \end{aligned}$$

จะได้ค่า

$$E_{\max} = 24 + 2.4 = 26.4V$$

$$E_{\min} = 24 - 2.4 = 21.6V$$

จาก

$$E_{\min} = E_{\max} * \sin x$$

$$x = \arcsin(E_{\min} / E_{\max})$$

$$= \arcsin(21.6 / 26.4)$$

$$= 54.9^\circ$$

และคาบเวลา $T = 1/f = 1/50\text{Hz} = 20 \text{ msec}$

โดยที่ T เป็นคาบเวลาของคลื่นไซน์ใน 360°

ดังนั้นระยะเวลาของคลื่นไซน์ใน 90°

$$= 20 \text{ msec} * 90^\circ / 360^\circ$$

$$= 5 \text{ msec}$$

และระยะเวลาของคลื่นไซน์ในเฟส

$$x = 20 \text{ msec} * 54.9^\circ / 360^\circ$$

$$= 3.054 \text{ msec}$$

$$t_l = 5 + 3.05$$

$$= 8.05 \text{ msec}$$

ค่าความจุอย่างต่ำของตัวเก็บประจุจากสมการ (2.2)

$$C = \frac{I_e * t_l}{V_r}$$

$$= \frac{13.33 * 8.05}{2.4}$$

$$= 4360 \mu F$$

ประมาณ 440 μF

2.1.1.3 ไคโอคเรกติฟายเออร์

การเลือกใช้ไคโอคเรกติฟายเออร์มีข้อพิจารณาดังนี้

2.1.1.3.1 ค่ากระแสชาก

ค่ากระแสชากที่ผ่านไคโอคเรกติฟายเออร์จะเกิดขึ้นเมื่อเปิดเครื่อง และตัวเก็บประจุไม่มีประจุสะสมอยู่ซึ่งจะคำนวณได้จาก

$$\text{กระแสชาก} = \frac{V_{peak}}{(R_s + ESR)} \quad (2.4)$$

เมื่อ ESR คือ ค่าความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุต่ำสุด

โดยทั่วไปไคโอคเรกติฟายเออร์จะมีค่าอัตราทนกระแสชากประมาณ 20-30 เท่าของ อัตราทนกระแสเฉลี่ยขณะไบแอสตรง ค่ากระแสชากดังกล่าวสามารถลดลงได้โดยการเพิ่มความต้านทานจำกัดกระแส R_s แต่ก็จะทำให้มีประสิทธิภาพโดยรวมลดลงเพราะมีการสูญเสียเกิดขึ้นที่ตัวความต้านทานจำกัดกระแส

2.1.1.3.2 ค่ากระแสสูงสุดเมื่อไบแอสตรง

ค่าแรงสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรกติฟายเออร์ จะเกิดขึ้น ในจังหวะที่ตัวเก็บประจุฟิเตอร์มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคลายประจุออก

2.1.1.3.3 ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไคโอคเรกติฟายเออร์จะได้รับขณะทำงาน ในทางปฏิบัติควรเพิ่มค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดของไคโอคไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่า เพื่อความปลอดภัยในการทำงาน

2.1.1.3.4 อัตราทนแรงดัน ไบแอสกลับสูงสุด

ปกติอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดของไคโอคจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า ค่าขอดแรงดันสูงสุดของแรงดันที่มันต่ออยู่ อย่างไรก็ตามควรพิจารณาเผื่อค่าแรงดันไบแอสกลับให้มากกว่าแรงดันขอดสูงสุดของแรงดันไว้ด้วยสำหรับกรณีที่เกิดทรานเซียนต์ (Transient) ขึ้นในสายไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการคือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายจากกระแสไฟเกิน และเพื่อแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟกรณีที่มีการลัดวงจรเกิดขึ้น การเลือกใช้ฟิวส์เพื่อใช้ในส่วนของวงจรเรกติฟายเออร์นั้นมีข้อพิจารณาดังนี้

2.1.2.1 ค่าอัตราทนแรงดัน

การกำหนดใช้ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์เป็นสิ่งสำคัญ โดยที่อัตราทนแรงดันของฟิวส์ที่ใช้ต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับค่าแรงดันของวงจรเพื่อลดการอาร์คในตัวฟิวส์ ถ้าอัตราการทำแรงดันของฟิวส์มีค่าต่ำเกินไป การเกิดอาร์คภายในตัวฟิวส์อาจเป็นอย่างรุนแรง

2.1.2.2 ค่าอัตราทนกระแส

ค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์สามารถกำหนดได้จากค่ากระแสอาร์เอ็มเอสค่านินทุดของวงจรเรกติฟายเออร์

สัญญาณรบกวนจากตัวรีจิงเทนาเวอร์ซัพพาย (RFI/EMI)

RFI (Radio Frequency Interference) และ EMI (Electromagnetic Interference) เป็นสัญญาณรบกวนที่สวิตซ์รีจิงเทนาเวอร์ซัพพายอาจทำให้เกิดขึ้น เนื่องจากการทำงานที่มีความถี่สูง ๆ ของวงจร ค่าของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจะต้องต่ำกว่ามาตรฐานที่กำหนด เช่นมาตรฐานของ FCC หรือ VDE เป็นต้น เนื่องจากสัญญาณรบกวน RFI/EMI อาจทำให้การทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าใกล้เคียงทำงานผิดพลาดได้

การตอบสนองของโหลดภาวะชั่วคราว (Transient Response)

คือการคืนค่าแรงดันกลับเข้าสู่แรงดันปกติที่เอาต์พุตหลังจากมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด จะเกิดลักษณะพุ่งของแรงดันเอาต์พุตตามการเปลี่ยนแปลง การตอบสนองของโหลดภาวะชั่วคราวนี้จะวัดโดยใช้ค่าเวลาคืนตัว (Recovery time) และค่าแรงดันพุ่งสูงสุดที่เกิดขึ้น

การแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolation)

ความสามารถในการกันแรงดันไฟสลับอินพุตออกจากไฟตรงที่เอาต์พุต ไม่ให้มีการไหลผ่านกระแสถึงกันได้เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดของผู้ใช้ โดยอาจวัดเป็นค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต โดยยังไม่มีกระแสไหลหรือเกิดเบรกดาวน์ ทั้งนี้รวมไปถึงการแยกส่วนจากกันของเส้นไฟสูงและกราวด์ของอินพุตด้วย

ความถี่การทำงานของสวิตช์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Frequency)

ความถี่ที่กำหนดคาบเวลาการทำงานของ IGBT ภายในสวิตช์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย ปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 20-200 กิโลเฮิร์ตซ์ ขึ้นอยู่กับการจัดวงจรภายในและความสามารถของ IGBT เป็นหลัก การกำหนดได้คุณสมบัติแต่ละข้อเป็นเท่าใดนั้น ขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ใช้และข้อกำหนดมาตรฐานเป็นหลัก ดังนั้นผู้ออกแบบสวิตช์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย จึงควรศึกษาลักษณะความต้องการของงานและมาตรฐานต่าง ๆ ที่จำเป็นให้ดีกว่าก่อนการออกแบบ ซึ่งจะทำให้สวิตช์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย ที่ออกแบบมามีประสิทธิภาพสูงสุดได้ตามต้องการ

วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส

วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส นับว่าเป็นส่วนสำคัญของวงจร ในวงจรในส่วนอินพุต และเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทอนกระแสของฟิวส์ และวงจรกรองสัญญาณรบกวนความถี่วิทยุจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์สำคัญ 2 ตัวคือ ตัวเก็บประจุกรองกระแสและไดโอดเรียงกระแส ซึ่งมีหน้าที่หลักในการแปลงแรงดันไฟสลับเป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุตให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

ไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสให้เหมาะกับการใช้งานควรมีข้อควรพิจารณาดังนี้

- ค่ากระแสกระชาก (I_{fsm})

กระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้น ในขณะที่เปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุ-ฟิวลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

$$I_{fsm} = \frac{V_p}{(R_s + ERS)} \quad (2.5)$$

- เมื่อ V_p คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุต
 ERS คือ ค่าความต้านทานแฝง ในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด
 R_s คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปแล้ว โอดเรียงกระแสจะมีค่าอัตราทนกระแสกระชาก I_{mm} ประมาณ 20 ถึง 30 เท่าของอัตราทนกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรงของไดโอด โดยไดโอดที่ใช้จะต้องมีอัตราทนกระแสกระชากที่มากกว่าค่ากระแสที่คำนวณได้จากสมการ ค่ากระแสกระชากอาจลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของ R_s แต่จะทำให้เครื่องมีประสิทธิภาพลดลงเนื่องจากเกิดกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน

➢ ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง (I_{mm})

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุกรองกระแสนั้นได้มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้ไหลค ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรียงกระแส สามารถหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุกรองกระแส

➢ ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง (I_{sm})

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรียงกระแสจะได้รับในขณะที่ทำงาน การพิจารณาค่ากระแสนี้ทำได้โดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัตินั้นควรเผื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด (I_{sm}) ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่เราคำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและอายุการใช้งาน

➢ อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด (V_{mm})

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบแอสกลับของไดโอด วงจรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ แต่ควรเผื่อค่าแรงดันไบแอสกลับให้มีค่ามากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่เกิดทรานเซียนต์ (Transient) ขึ้นในสายไฟสลับ

ตัวเก็บประจุกรองกระแส

ตัวเก็บประจุมีหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้นและช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอตามที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ตัวเก็บประจุที่ใช้นี้จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริงจึงควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยดังต่อไปนี้

➢ อัตราทนกระแสระลอก (RMS Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุกรองกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุนั้นเอง ซึ่งค่ากระแสนี้จะเป็นผลให้ตัวเก็บประจุร้อนและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้งานตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เก็บประจุรอกกระแสดังกล่าวต้องมีค่าอัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้ เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะที่ทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูงการใช้ตัวเก็บประจุขนาดกันหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุได้

ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิทช์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

กำลังงานขาออก (Output Power)

ความสามารถในการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดของสวิทช์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากค่าผลคูณของแรงแและแรงดันรวมทั้งหมดที่เอาต์พุตและที่โหลดค่าสูงสุด

ประสิทธิภาพ (Efficiency)

ความสามารถในการส่งผ่านกำลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดัน ไฟสลับ ไปยังโหลดที่เอาต์พุตของสวิทช์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากอัตราส่วนของกำลังงานขาออกที่จ่ายให้เป็นโหลดต่อกำลังงานขาเข้าที่สวิทช์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายใช้ไปเป็นเปอร์เซ็นต์ ค่าประสิทธิภาพนี้จะแสดงให้เห็นว่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าสูง โดยทั่วไปประสิทธิภาพของสวิทช์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ในระหว่าง 65 ถึง 80 เปอร์เซ็นต์

ช่วงของแรงดันอินพุต (Input Voltage)

ช่วงของแรงดัน ไฟสลับที่อินพุตที่สวิทช์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะสามารถค่าแรงดันที่เอาต์พุตตามข้อกำหนดเอาไว้ได้ ปกติสวิทช์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะถูกออกแบบให้สามารถทำงานได้ที่แรงดันอินพุตในช่วงกว้าง เช่น ที่ 90 ถึง 132 โวลต์ ไฟสลับที่แรงดันไฟสลับปกติ 110 โวลต์ และที่ 180 ถึง 260 โวลต์ไฟสลับที่แรงดันไฟสลับปกติ 220 โวลต์เป็นต้น

แรงดันและกระแสขาออก (Output Voltage and Current)

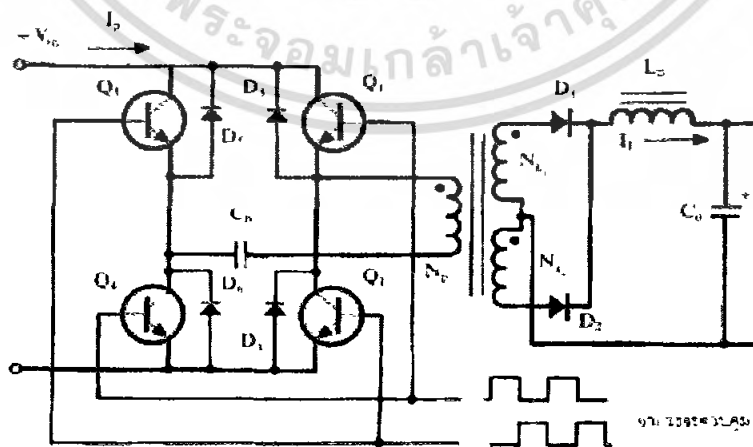
ค่ากระแสและแรงดันขาออกที่มีการรักษาระดับให้คงที่ (Regulated) โดยสวิทช์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย การกำหนดค่าแรงดันและกระแสกำหนดจากความต้องการในการใช้งานและกำลังงานขาออกที่ทำได้ของสวิทช์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยค่าแรงดันสามารถกำหนดได้หลายค่า ตัวอย่างเช่น สวิทช์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายสำหรับเครื่องคอมพิวเตอร์กำหนดค่าแรงดันได้ที่ ± 5 โวลต์ และ ± 12 โวลต์ เป็นต้น

2.2 พูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter)

พูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ขณะที่ทำงานจะมีแรงดันไปตกคร่อมที่ขดปฐมภูมิเท่ากับแรงดันอินพุต แรงแรงดันตกคร่อมสวิตช์มีค่าเท่ากับแรงดันอินพุตด้วย และค่าของกระแสสูงสุดที่สวิตช์แต่ละตัวจะเป็นครึ่งหนึ่งของค่ากระแสสูงสุดในวงจร ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่กำลังขาออกเท่ากัน เนื่องจากข้อจำกัดในด้านของอุปกรณ์สวิตช์ลดน้อยลงไป กำลังงานสูงสุดที่จะได้จากพูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงมีค่าสูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป

พื้นฐานการทำงาน

วงจรพื้นฐานของพูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในภาพที่ 2-2 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ สวิตช์ทั้ง 4 ตัวจะทำงานโดยการนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q_1 และ Q_4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาและเมื่อหยุดนำกระแส Q_2 และ Q_3 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือสลับกันเช่นนี้เรื่อยไป ลักษณะการทำงานของวงจรที่ได้จึงเป็นเช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นแรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิมิมีค่าเท่ากับ $V_m - 2V_{ce(sat)}$ ดังนั้นผลการทำงานของวงจรจึงเหมือนกับผลที่ได้จากวงจรพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์นั่นเอง ส่วนตัวเก็บประจุฟลักคิง C_b จะมีผลเช่นเดียวกับวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะเห็นได้ว่าแรงดันที่ตกคร่อม Q_1 และ Q_4 ขณะหยุดนำกระแสก็จะมีค่าเท่ากับ $V_m - V_{ce(sat)}$ ตามลำดับ ส่วนแรงดันที่ตกคร่อม Q_2 และ Q_3 ขณะหยุดนำกระแสก็จะมีค่า $V_m - V_{ce(sat)}$ และ $V_m - V_{ce(sat)}$ ตามลำดับเช่นเดียวกัน ส่วนไดโอด $D_3 - D_6$ ทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอดให้กับวงจรเพื่อป้องกัน $Q_1 - Q_4$ เช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



ภาพที่ 2-2 วงจรพื้นฐานของพูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณเพื่อ t_{on}

ในวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์เมื่อพิจารณาจากวงจรจะเห็นว่า Q_1 กับ Q_2 และ Q_3 กับ Q_4 จะนำกระแสพร้อมกันไม่ได้ เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุตและสวิตช์จะพังเสียหายได้ เพราะฉะนั้นการกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_{on} จึงมีความจำเป็น ถ้ากำหนดค่าเวลาเพื่อ t_{on} ไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของค่าครึ่งคาบเวลา ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของสวิตช์ $t_{on(max)}$ ก็จะมีค่าได้ไม่เกิน

$$t_{on(max)} = 0.4T \quad (2-6)$$

แรงดันเอาต์พุต

เนื่องจากฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีสวิตช์ต่อกันระหว่างขดปฐมภูมิ N_p กับแรงดันอินพุตอยู่ถึงสองตัว ถ้ากำหนดให้แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแส $V_{ce(sat)}$ ของสวิตช์ทั้งสองตัวมีค่าเท่ากัน แรงดันเอาต์พุตจะหาได้จาก

$$V_{out} = \frac{N_s}{N_p} (V_{in(min)} - 2V_{ce(sat)}) \left(\frac{t_{on}}{T/2} \right) - V_d \quad (2-7)$$

อัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s และจำนวนรอบ N_p และ N_s ค่าอัตราส่วนจำนวนรอบจะหาได้จากสมการที่ (2-8) ดังนี้

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in(min)} - 2V_{ce(sat)} f_{on(max)}}{(V_{out} + V_d) \times (T/2)} \quad (2-8)$$

กำหนดจำนวน โดยรอบ N_p โดย

$$N_p = \frac{V_{in(min)} - 2V_{ce(sat)} f_{on(max)}}{\Delta B_{(max)} A_e} \times 10^8 \quad (2-9)$$

จำนวนรอบ N_s จะหาได้จากสมการที่ (2-8) และ (2-9)

ค่ากระแสสูงสุดที่ขดปฐมภูมิ

ค่ากระแสสูงสุดที่ขดปฐมภูมิ $I_{p(pk)}$ จะหาได้จาก

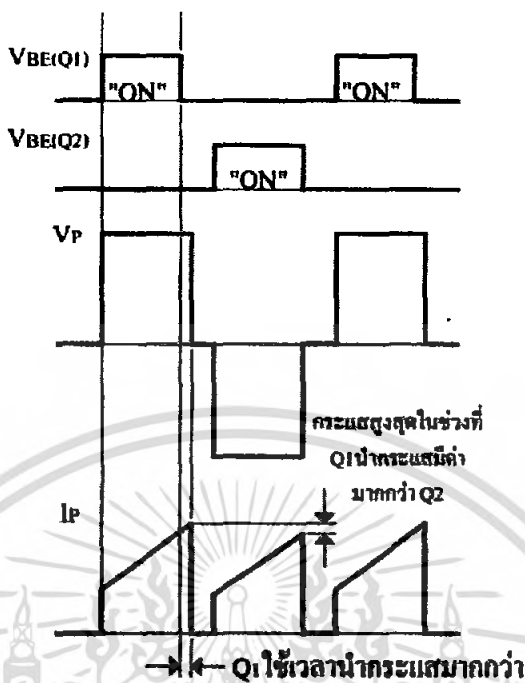
$$I_{p(pk)} = \frac{P_o T}{2\eta V_{in(min)} f_{on(max)}} + \left(\frac{V_{in(min)} - 2V_{ce(sat)} f_{on(max)}}{L_p} \right) \quad (2-10)$$

ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะให้กำลังขาออกได้มากกว่าเป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ อย่างไรก็ตาม ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็ต้องใช้สวิตช์ถึง 4 ตัวเช่นกัน

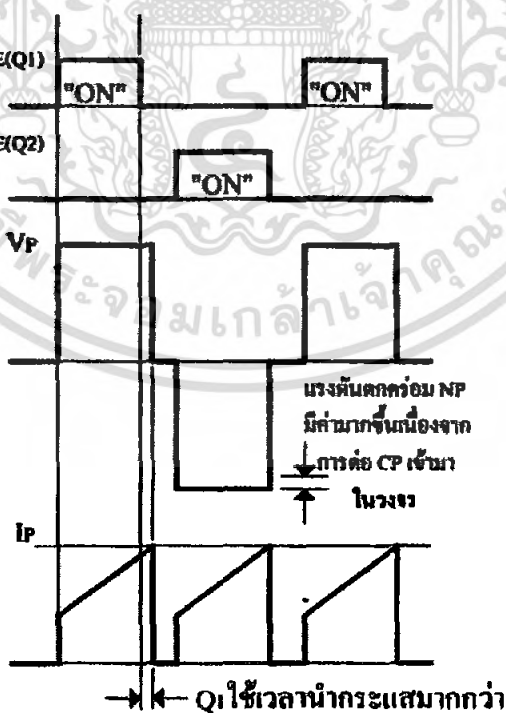
การกำหนดค่า C_b

ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง (Blocking Capacitor) C_b ที่ต่อเพิ่มเข้ามาในวงจรนั้น มีหน้าที่หลักคือ ป้องกันการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ขณะวงจรทำงาน เพราะการไม่แมตช์กันของอุปกรณ์สวิตช์ Q_1, Q_2, Q_3 และ Q_4 อาจก่อให้เกิดปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นได้

การต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b ต่อกับเข้ามาในวงจร จะทำให้ C_b มีการเก็บประจุและการควบประจุสลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ไหลในขดปฐมภูมิ N_p ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้สวิตช์ทั้งสองคู่มีช่วงนำกระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้การเก็บประจุและคายประจุของ C_b ใช้เวลาไม่เท่ากันด้วย เป็นผลทำให้ประจุค้างภายใน C_b และทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C_b นั่นคือ หากสวิตช์คู่ใดมีค่าช่วงนำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่านำกระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามเวลาที่เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b ดังนั้นเมื่อสวิตช์อีกคู่เริ่มนำกระแสแรงดันตกค้างใน C_b จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิให้มีค่ามากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้และไม่เกิดการสมมาตรฟลักซ์ขึ้น (ดูจากภาพที่ 2-3 ประกอบ)

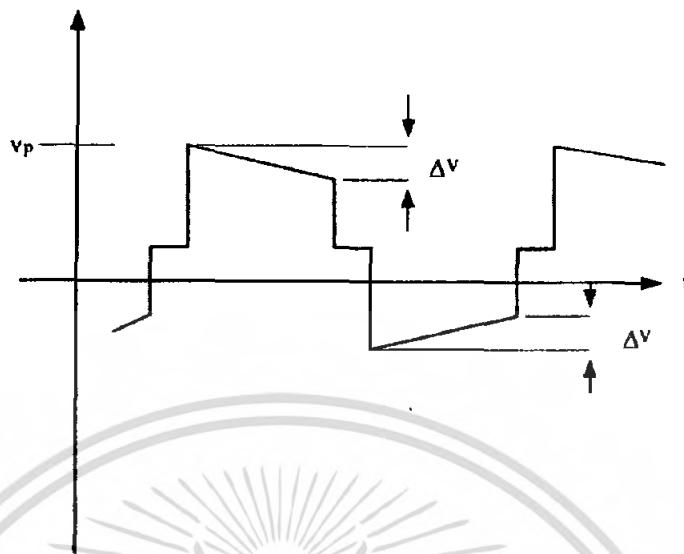


ภาพที่ 2-3 ลักษณะการไม่สมมาตรฟลักซ์เนื่องจาก Q_1 และ Q_2 ใช้เวลานำกระแสได้มากกว่า Q_2 และ Q_3



ภาพที่ 2-4 ผลของการต่อตัวเก็บประจุลัดกึ่ง C_c เข้ามาในวงจรเพื่อลดการไม่สมมาตรฟลักซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2-5 ลักษณะของการเกิดความลาด (Droop) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมของขดปฐมภูมิ เมื่อตัวต่อเก็บประจุลึอกถึง C_b คั้นเข้ามาในวงจร

อย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุลึอกถึง C_b คั้นเข้าไปในวงจร จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขดปฐมภูมิที่มีค่าลดลงตามเวลาหรือเกิดความลาด (Droop) ขึ้นบนแรงดัน เนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่งไปตกคร่อม C_b นั้นเอง (ดูภาพที่ 2-5) และจะมีผลต่อแรงดันทางด้านทุติยภูมิทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้นจำเป็นต้องกำหนดค่า C_b ให้มีค่าเหมาะสม เพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดปฐมภูมิค้ำที่สุด การกำหนดค่าของ C_b อาจทำได้ดังนี้คือ

$$C_b = \frac{I_{p(pk)}(0.4T)}{\Delta V} \quad (2-11)$$

- เมื่อ $I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ขดปฐมภูมิ
 ΔV คือ ค่าของความลาดแรงดันสูงสุดที่ยอมได้ (ไม่เกิน 20% ของ $V_{LL}/2$)
 T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

การกำหนดค่าเอาต์พุตโวลต์ L_o

ค่าของเอาต์พุตโวลต์ที่ต่ำสุดเพื่อคงการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง จะหาได้จาก

$$L_{o(\min)} = \frac{1}{4} \frac{(V_{out} + V_D)}{I_{o(\min)}} \left(T - 2t_{on(\max)} \frac{V_{in(\min)}}{V_{in(\max)}} \right) \quad (2-12)$$

ค่าต่ำสุดของ L_o ที่กำหนดจากค่าแรงดันกระแสเพิ่มที่เอาต์พุต จะหาได้จาก

$$L_{o(\min)} = \frac{(V_{out} + V_D)ESR}{2V_{ripple}} \left(T - 2t_{on(\max)} \frac{V_{in(\min)}}{V_{in(\max)}} \right) \quad (2-13)$$

และค่าสูงสุดของ L_o ที่ค่าเวลาคืนตัวเท่ากับ t_R จะหาได้จาก

$$L_{o(\max)} = \frac{(V_{out} + V_D)(T - t_{on(\max)})}{\Delta I_o \times 2t_{on(\max)}} t_R \quad (2-14)$$

ตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o

ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง จะมีกระแสไหลผ่านโหลดในลักษณะต่อเนื่องทำให้มีค่าแรงดันกระแสเพิ่มที่เอาต์พุตค่อนข้างต่ำ ตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o จึงไม่จำเป็นต้องมีค่ามากนัก อย่างไรก็ตามในกรณีที่โหลดเป็นลักษณะพัลส์หรือเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทีใดจะเกิดการกระชากของกระแสเอาต์พุตสูง ดังนั้นตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุต่ำ ๆ ซึ่งมักจะมีค่า ESR ขณะโหลดมีการเปลี่ยนแปลงได้ โดยค่าแรงดันที่เกิดขึ้นอาจพิจารณาได้จาก

$$V_{ripple} = ESR \Delta I_o \quad (2-15)$$

- เมื่อ V_{ripple} คือ ค่าแรงดันกระแสเพิ่มที่เอาต์พุตคอนเวอร์เตอร์
 ESR คือ ค่าความต้านทานแฝงของตัวเก็บประจุ C_o
 ΔI_o คือ ค่ากระแสที่เปลี่ยนไปเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใด

จะเห็นได้ว่า ถ้าค่า ESR มีค่าสูงถึง 50 มิลลิโอห์ม และในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใดนั้น โดยมีค่า I_0 เท่ากับ 10 แอมป์ จะทำให้ค่าแรงดันกระแสเพิ่มมีค่าสูงถึง 500 มิลลิโวลต์ได้ ซึ่งอาจเกินข้อกำหนดสำหรับการใช้งานสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายในงานบางประเภท ดังนั้นการเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่เอาพุดจิ่งขึ้นอยู่กับ ESR ของมันนั่นเอง

2.3 หม้อแปลงสวิตซ์ซิ่ง

หม้อแปลงสวิตซ์ซิ่ง (Switching Transformer) จัดเป็นอุปกรณ์หลักที่สำคัญมากสำหรับสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ดังนั้นในการออกแบบสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นต้องศึกษาลักษณะต่าง ๆ ของหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่งตามความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดของแกนเฟอร์ไรต์และขนาดของลวดทองแดงรวมทั้งการกำหนดพิกัดความปลอดภัยทางไฟฟ้า เพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่งขณะทำงาน

2.3.1 แกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์ซึ่งเป็นวัสดุประเภทสารแม่เหล็กหรือเฟอร์โรแมกเนติกส์ (Ferromagnetic) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์ ซึ่งจะทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก แกนเฟอร์ไรต์นั้นจะมีจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กที่ค่อนข้างสูง ซึ่งจะอยู่ในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูง ๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่งจึงนิยมใช้แกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด

2.3.2 ลักษณะคุณสมบัติของเนื้อสารที่ไรท์ทำแกนเฟอร์ไรต์

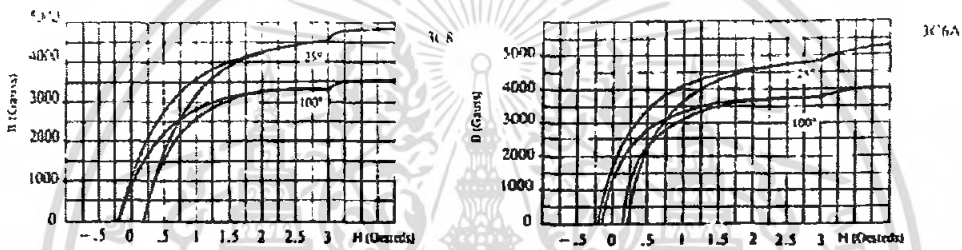
ชนิดของเนื้อสารเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันนั้น จะมีคุณสมบัติทางแม่เหล็กต่างกันด้วย ถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการ ข้อมูลที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้นจะต้องมีรายละเอียดคุณสมบัติของเนื้อสารแสดงไว้เสมอข้อมูลที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษา คือ เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

2.3.3 เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส

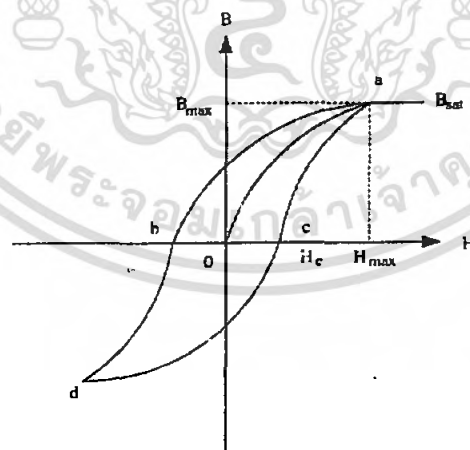
เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสนั้นจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนกับความเข้มสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนในภาพที่ 2-6 (ก) และ (ข) แสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8

และ 3C6A ซึ่งผลิตโดย FERROXCUBE จุดที่ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็กเราเรียกลักษณะนี้ว่า จุดอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation) โดยปกติผู้ผลิตแกนจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะมีลักษณะกลับทิศกันดังภาพที่ 2-7

การออกแบบวงจรสวิตซ์ซึ่งนั้นควรที่จะกำหนดค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้น ในแกนเฟอร์ไรต์ ขณะทำงานนั้นต้องมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์เพื่อความปลอดภัย



ภาพที่ 2-6 แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสาร 3C8 และ 3C6A



ภาพที่ 2-7 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.4 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ในแกนของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิและขนาดของแกนจากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \times T}{N_p A_c} \times 10^8 \quad (2-16)$$

| | | |
|-------|-------------|------------------------------------------------------------------|
| เมื่อ | $B_{(max)}$ | แทน ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนมีหน่วยเป็นเกาส์ |
| | V | แทน ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดปฐมภูมิ |
| | N_p | แทน ค่าจำนวนรอบของขดปฐมภูมิ |
| | A_c | แทน ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกนมีหน่วยเป็น cm^2 |
| | T | แทน ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้น |

ถ้าจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิต่ำลง ทำให้ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยังมีค่ามากขึ้น ซึ่งการลดจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้สามารถทนกระแสได้สูงและทำให้หม้อแปลงให้กำลัง ได้สูงขึ้น อย่างไรก็ตามหากเกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นถึงจุดอิ่มตัว จะทำให้แรงดันที่ขดลวดปฐมภูมิมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุตจะตกคร่อม IGBT ขณะที่กำลังนำกระแสสูงๆ แทน ซึ่งทำให้ตัว IGBT เสียหายได้ ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์ขณะทำงานจึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการ คือ

1. แกนเฟอร์ไรต์จะต้องไม่เกิดการอิ่มตัวในขณะที่ทำงาน
2. ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้น จะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์น้อยที่สุด

2.3.5 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่ง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น การใช้แกนเฟอร์ไรต์ขนาดเล็กเกินไปก็จะทำให้ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์ร้อน

กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่าง ๆ พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน (A_c) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น (A_w) สำหรับฟลูบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

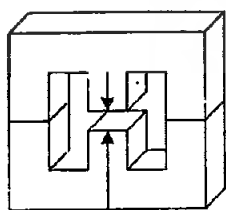
$$P = \frac{1.4\Delta B_{(\max)}FA_eA_w}{D} \times 10^{-3} \quad (2-17)$$

- เมื่อ $B_{(\max)}$ แทน ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนมีหน่วยเป็นเกาส์
 F แทน ค่าความถี่ในการทำงานของแกนเฟอร์ไรต์หน่วยเป็น Hz
 A_e แทน พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์หน่วยเป็น cm^2
 A_w แทน พื้นที่สำหรับพันขดลวดของบอบป็นหน่วยเป็น cm^2
 D แทน ค่าความหนาแน่นของกระแสหน่วยเป็นเซอร์คูลาร์มิลต่อแอมป์
 P แทน กำลังสูงสุดที่ได้จากแกนเฟอร์ไรต์หน่วยเป็น W
 ค่าของ D ของลวดทองแดงนี้กำหนดไว้ที่ 400 เซอร์คูลาร์มิลต่อแอมป์

2.3.6 ช่องว่างคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

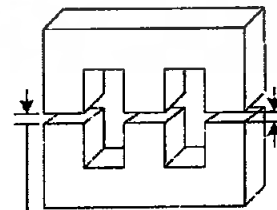
การเพิ่มช่องอากาศคั่นของทางเดินแม่เหล็ก (Air Gap) ในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวิธีที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดใน หม้อแปลง สวิตช์ซึ่งให้มีความมากขึ้น ได้ด้วย อย่างไรก็ตามช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI, ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังภาพที่ 2-8 (ก) และ (ข) คือ การกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่าง เดี่ยวและการคั่นด้วยแกนอากาศระหว่างคู่ประกอบ การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกอบ สามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ทำได้โดยใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็น ครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนของคู่ประกอบสำหรับการกำหนดช่อง อากาศคั่นที่แกนกลาง จะต้องสั่งจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์โดยตรงหรือขัดแกนกลางออกเองเพื่อให้ ได้ระยะช่องอากาศคั่นตามต้องการ



ช่องอากาศคั่น

(ก) ช่องอากาศคั่นที่แกนกลาง



ช่องอากาศคั่น

(ข) ช่องอากาศคั่นระหว่างคู่ประกอบ

ภาพที่ 2-8 แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น

การค้นช่องว่างอากาศระหว่างคู่ประกอบความหนาของแผ่นฉนวนกันที่ไ้จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศกันที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นนั้นจะกันทางเดินของ ฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกน ดังนั้นระยะช่องอากาศกันที่ไ้จึงเป็นผลรวมของระยะช่องอากาศที่เกิดขึ้นทั้งหมด

2.3.7 แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟูลบริดจ์และเอาต์พุตไ้ค

หม้อแปลงสวิตซ์ไ้สำหรับฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์และตัวเอาต์พุตไ้ค จะทำงานในลักษณะที่ต้องเก็บสะสมพลังงานไว้ก่อนแล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไป กำลังที่ไ้ได้จากหม้อแปลงจะมาจากค่าพลังงานหม้อแปลงสามารถสะสมไว้ไ้ได้ ในช่วงที่มีการสะสมพลังงานของหม้อแปลงหรือเอาต์พุตไ้ค พลังงานที่ถูกสะสมไว้จะมีค่าเท่ากับ $0.5LI^2$

ในวงจรแม่เหล็กซึ่งประกอบด้วยแกนเฟอร์ไรต์กับช่องอากาศ จะพบว่าค่าพลังงานสะสมนั้นจะมีค่าแปรผันตรงตามค่ารีลักแตนซ์ ซึ่งค่าผลรวมของรีลักแตนซ์เป็นไปดังสมการ

$$R = R_{core} + R_{gap} = \frac{I_c}{\mu_r \mu_o A_g} + \frac{\sum g}{\mu_o A_g} \quad (2-18)$$

| | | |
|-------|------------|--------------------------------------------------------|
| เมื่อ | R | แทน ค่ารีลักแตนซ์รวมของวงจร |
| | R_{core} | แทน ค่ารีลักแตนซ์ในแกนของหม้อแปลง |
| | R_{gap} | แทน ค่ารีลักแตนซ์ในช่องอากาศของหม้อแปลง |
| | I_c | แทน ความยาวเส้นทางเดินแม่เหล็กในแกนหม้อแปลง |
| | A_o | แทน พื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลง |
| | $\sum g$ | แทน ผลรวมความยาวช่องอากาศ |
| | A_g | แทน พื้นที่หน้าตัดของแกนอากาศ |
| | μ_o | แทน ค่าความซึมซาบไ้คของอากาศ |
| | μ_r | แทน ค่าความซึมซาบสัมพัทธ์ของวัสดุที่ไ้ใช้ทำแกนหม้อแปลง |

เมื่อแทนค่าต่าง ๆ ลงไปจะพบว่ารีลักแตนซ์ของช่องอากาศนั้นมีมากกว่าที่ในแกนของหม้อแปลงมาก ๆ เนื่องจากค่าความซึมซาบสัมพัทธ์ของสารเฟอร์ไรต์นั้นมีค่าประมาณ 1,000 ถึง 3,000 ดังนั้นเพื่อความสะดวกและง่าย จึงอนุมานว่าพลังงานสะสมที่ตัวเหนี่ยวนำ คือ ค่าพลังงานสะสมในช่องอากาศเท่านั้น

ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์สามารถหาได้จาก

$$LI^2_{p(PK)0} = \frac{\Delta B^2_{(max)} I_g A_e}{0.4\pi} \times 10^{-8} \quad (2-19)$$

เมื่อ I_g แทน ระยะห่างช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์มีหน่วยเป็นเซ็นติเมตร
 A_e แทน ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์มีหน่วยเป็นตารางเซ็นติเมตร
 $B_{(max)}$ แทน ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนมีหน่วยเป็นเกาส์
 L แทน ค่าความเหนี่ยวนำขดลวดปฐมภูมิหุ้มแปลงหรือค่าความเหนี่ยวนำ
 ที่เอาต์พุตโวลต์มีหน่วยเป็นเฮนรี่
 $I_{p(PK)}$ แทน ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่าน L มีหน่วยเป็นแอมป์
 ซึ่งค่าของ $B_{(max)}$ โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์

จากสมการเราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสม (เพิ่มกำลังของหม้อแปลง) ได้โดยการที่ต้องเพิ่มระยะของช่องอากาศคั่นจะเป็นที่นิยมใช้มากกว่า เพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิตซ์ชิ่งและเอาต์พุตโวลต์มีขนาดเล็ก

อย่างไรก็ตาม แกนเฟอร์ไรต์ขนาดหนึ่ง ๆ ระยะของช่องอากาศคั่นสูงสุดจะถูกจำกัดด้วยการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดและจำนวนหนึ่งรอบมีค่าเพิ่มขึ้น โดยจำนวนรอบจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้น ดังสมการ

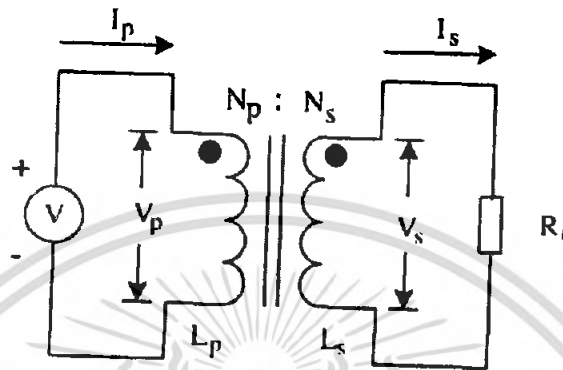
$$N = \frac{\Delta B_{(max)} Lg}{0.4\pi I_{p(PK)}} \quad (2-20)$$

เมื่อ N แทน จำนวนรอบของขดปฐมภูมิของหม้อแปลงหรือเอาต์พุตโวลต์

เนื่องจากระยะพันบนบอบบิ้นมีค่าจำกัด และอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้น รวมทั้งการสูญเสียที่เกิดขึ้นเมื่อจำนวนรอบมากขึ้น ซึ่งจะทำให้หม้อแปลงหรือเอาต์พุตโวลต์ร้อน ผู้ออกแบบจึงต้องพิจารณาจุดที่เหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นหรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ด้วย

2.3.8 ความสัมพันธ์ระหว่างขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตซ์

หม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งจะมีความสัมพันธ์ของขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลง ผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรถูกแสดงในภาพที่ 2-9 จะเป็นดังนี้



ภาพที่ 2-9 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad (2-21)$$

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \quad (2-22)$$

| | | |
|-------|-------|---------------------------------------|
| เมื่อ | N_p | แทน จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ |
| | N_s | แทน จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ |
| | V_p | แทน ค่าแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ |
| | V_s | แทน ค่าแรงดันตกคร่อมขดลวดทุติยภูมิ |
| | L_p | แทน ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดปฐมภูมิ |
| | L_s | แทน ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดทุติยภูมิ |
| | I_p | แทน ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ |
| | I_s | แทน ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดลวดทุติยภูมิ |

ข้อสังเกตคือ แรงดัน V_p เป็นค่าแรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิซึ่งจะเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง เนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุต V_i โดย V_p จะมีค่าเป็นไปตามสมการ

$$V_p = N_p A_e (dB/dt) \times 10^8 \quad (2-23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

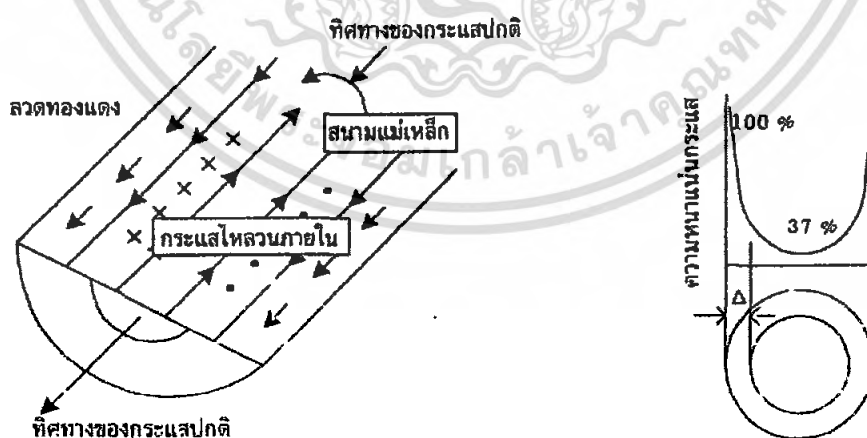
ค่า V_p ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า V_1 แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม V_p จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนการลัดวงจร ซึ่งจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้อง

2.3.9 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

กระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูง ๆ ขดลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว ซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของขดลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็มีผลทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นเดียวกัน กำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

2.3.10 ผลจากการนำกระแสแค่ผิวของขดลวดทองแดง

เมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านขดลวดทองแดงก็จะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนขึ้นที่ภายในและรอบ ๆ ตัว สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) ขึ้นภายในขดลวดทองแดงการไหลของกระแสไหลวนนี้จะทำให้กระแสไหลได้เฉพาะที่ผิวของขดลวดทองแดง ดังแสดงในภาพที่ 2-10



ภาพที่ 2-10 แสดงการเกิดกระแสไหลวนภายในขดลวดทองแดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อปริมาณของกระแสปกติมีค่าเท่าเดิม แต่ความหนาแน่นของกระแสในลวดทองแดงที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูงเพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวนั้น การไหลของกระแสไหลวนจึงเป็นการจำกัดพื้นที่การนำกระแสของลวดทองแดง มีผลทำให้พื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงมีค่าลดลงจากผิวของลวดทองแดง ลงมาในเนื้อลวดทองแดงจนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงมาเหลือเพียง 37% ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เราเรียกระยะนี้ว่าเป็นความลึกผิวนำกระแสของลวดทองแดง (Skin Depth) ดังแสดงไว้ในภาพที่ 2-11 ความลึกของผิวนำกระแสนี้ขึ้นอยู่กับความถี่และสำหรับอุณหภูมิลวดทองแดงที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส ความลึกของผิวนำกระแสจะมีค่า

$$\Delta = \sqrt{\frac{5.62}{F}}$$

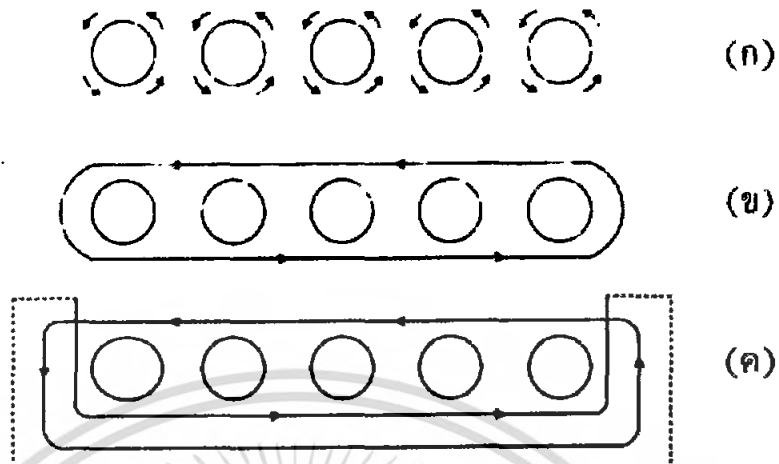
(2-24)

เมื่อ Δ แทน ความลึกผิวนำกระแส
 F แทน ความถี่กระแส

2.3.11 ผลจากการเรียงซ้อนกันของขดลวด

ปกติค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (Permeability: μ) ของแกนเฟอร์ไรต์นั้นจะมีที่ค่าสูงมากแกนเฟอร์ไรต์จะจับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลง เพื่อให้วิ่งอยู่ในแกนเฟอร์ไรต์ แต่ในความเป็นจริงแล้วยังมีฟลักซ์บางส่วนสามารถวิ่งออกจากแกนตัดผ่านที่ขดลวดซึ่งเราเรียกว่าฟลักซ์รั่ว (Leakage Flux) ซึ่งเกิดจากการจัดวางของขดไม่ถูกต้องและพันไม่เรียงชิด

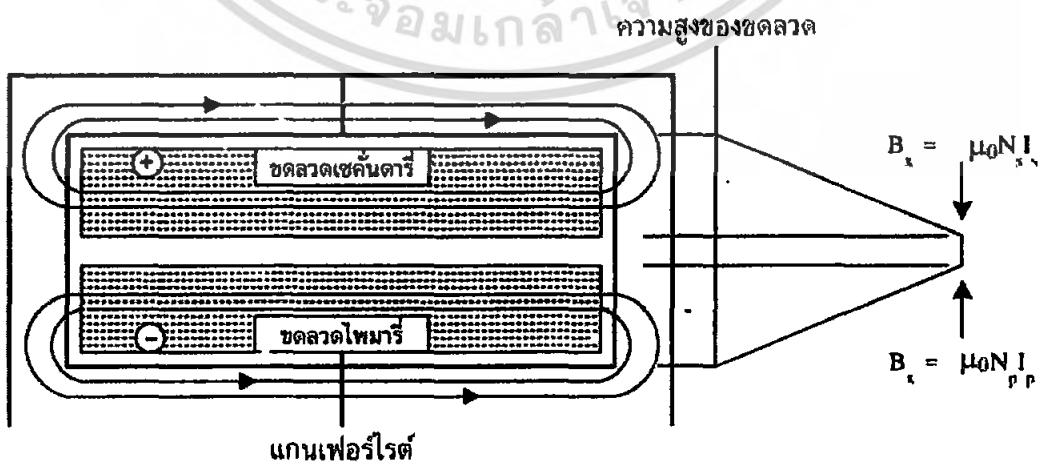
ภาพที่ 2-11 แสดงภาพตัดขวางของขดลวดทองแดงภายในหม้อแปลงและที่บริเวณเส้นฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่เกิดขึ้นขณะที่มีกระแสไหลผ่านขดลวด โดยจะเกิดการหักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กจะทำให้เกิดเส้นขนาดไปกับชั้นของขดลวดดังภาพที่ 2-11 (จ) เมื่อเส้นฟลักซ์แม่เหล็กติดกับแกนเฟอร์ไรต์แกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ในแกนเนื่องจากค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (μ) ของแกนมีค่าสูงมากดังภาพที่ 2-11 (ค) และเส้นแรงฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลายๆ ชั้นจะเป็นดังภาพที่ 2-12 ซึ่งเป็นฟลักซ์รั่ว



ภาพที่ 2-11 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่ง

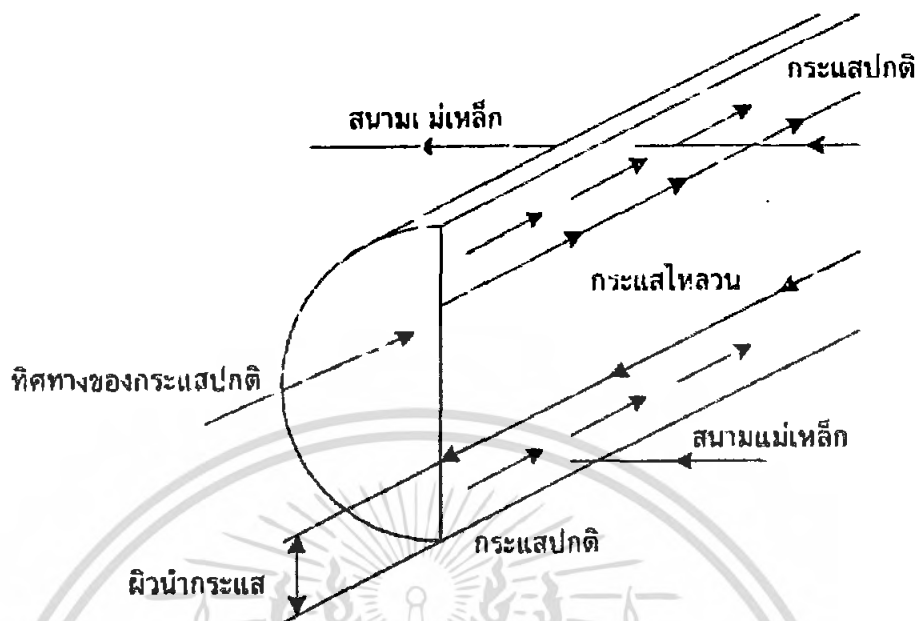
ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว (B_x) จะเพิ่มขึ้น เมื่อจำนวนชั้นของขดลวดทองแดงเพิ่มขึ้น จากภาพที่ 2-13 จะเห็นได้ว่า B_x มีค่าสูงสุดที่ระยะสูงสุดของขดลวดทองแดงจากแกนและมีค่าลดลงตามลำดับ ฟลักซ์รั่วไหลวางตัวขนานกับชั้นของขดลวดทองแดง โดยตัดผ่านและตั้งฉากกัน เส้นลวดทองแดงในชั้นซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลวนขึ้นในลวดทองแดง

เนื่องจากมีฟลักซ์รั่วเกิดขึ้นที่ขดลวดทองแดงในหม้อแปลง จึงอยู่ในลักษณะเช่นเดียวกับการนำขดลวดไปวางในสนามแม่เหล็ก และจะเกิดกระแสไหลวนไหลที่บริเวณผิวหน้ากระแสของขดลวดที่สัมผัสกับสนามแม่เหล็กดังภาพที่ 2-13



ภาพที่ 2-12 แสดงผลของฟลักซ์รั่วและความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว B_x

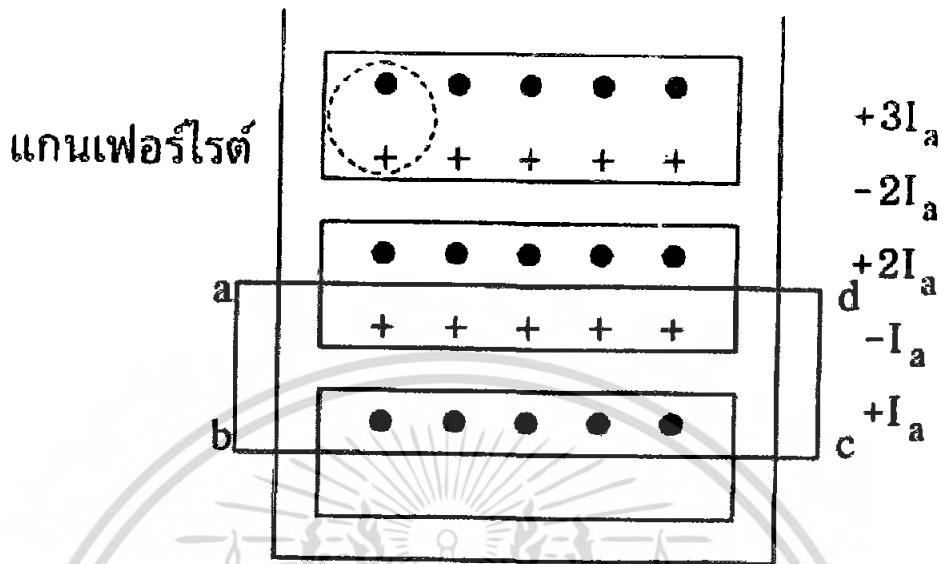
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2-13 แสดงผลของขดลวดที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่ว

ยิ่งการซ้อนกันของขดลวดมีจำนวนชั้นมากขึ้น จะยิ่งทำให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่ามากขึ้นด้วย ซึ่งจะพิจารณาได้จากภาพที่ 2-14 เราจะกำหนดให้ลวดทองแดงที่เรียงอยู่ในแต่ละชั้นเปรียบเหมือนแผ่นทองแดงพันอยู่บนแกนหม้อแปลงแทนขดลวด แผ่นทองแดงนี้จึงวางอยู่ใน ฟลักซ์รั่วไหล

พิจารณาที่แผ่นทองแดงที่ชั้นแรกติดกับแกน ฟลักซ์รั่วไหลจะตัดผ่านผิวด้านบนและทำให้เกิดกระแสไหลวนที่ผิวของแผ่นทองแดง สำหรับผิวด้านล่างจะไม่มีฟลักซ์แม่เหล็กตัดผ่านกับผิว เนื่องจากอยู่ติดกับแกน ดังนั้นกระแสไหลวนจะไหลเฉพาะที่ผิวด้านบนเท่านั้น



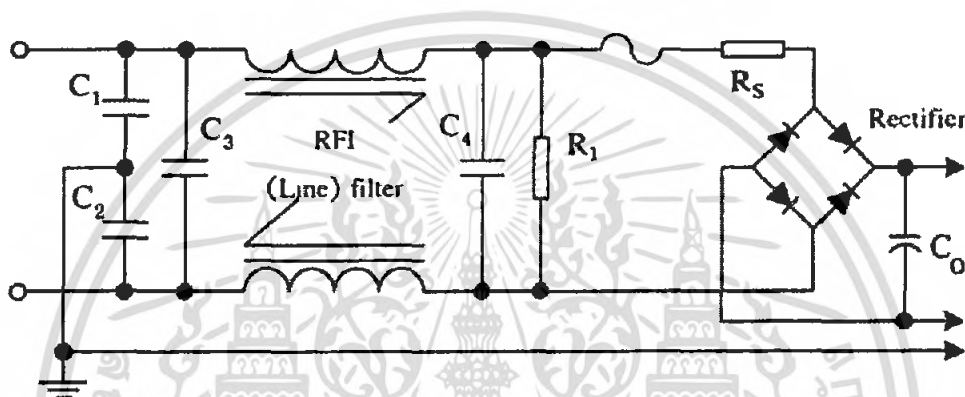
ภาพที่ 2-14 แสดงการเปรียบเทียบลวดทองแดงที่พันเรียงกัน

ถ้าสมมติให้ค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงในชั้นแรกนั้นมีค่าเท่ากับ $+I_a$ และเมื่อพิจารณาแผ่นทองในชั้นที่สอง ผลของฟลักซ์รั่วไหลจะทำให้เกิดกระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวทั้งด้านบนและด้านล่าง สำหรับเนื้อที่กลางของทองแดงจะไม่มีกระแสไหลวนเนื่องจากสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ (สนามแม่เหล็กสามารถทะลุผ่านตัวนำเข้ามาได้ในระยะผิวนำกระแสเท่านั้น) ดังนั้นผลรวมของสนามแม่เหล็กตามทาง (H_{cd}) รอบวงจึงมีค่าเท่ากับศูนย์และผลรวมของกระแสภายในวงรอบ abcd จะต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย ตามกฎของแอมปีแบริ์เนื่องจากค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดงชั้นแรกมีค่าเท่ากับ $+I_a$ ดังนั้นค่ากระแสที่ผิวล่างของทองแดงในชั้นที่สองต้องมีค่าเท่ากับ $-I_a$ และไหลในทิศตรงกันข้าม ผลรวมของกระแสจึงจะมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่กระแสที่ไหลจริงในแผ่นทองแดงแต่ละชั้นมีค่าเท่ากัน (แผ่นทองแดงชั้นที่สองต้องมีค่าเท่ากับ $+2I_a$ ในทำนองเดียวกันค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดงในชั้นที่สามจะมีค่าเท่ากับ $+3I_a$ และค่ากระแสผิวบนในแต่ละชั้นจะเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ตามจำนวนชั้นที่เพิ่มขึ้น

2.4 วงจรส่วนอินพุตสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

สวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยส่วนใหญ่จะออกแบบมาให้ใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 110 V หรือ 220 V แรงดันไฟสลับจะถูกเปลี่ยนให้เป็นไฟตรงเสียก่อนด้วยวงจรในส่วนอินพุตของสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายเพื่อส่งต่อไปยังวงจรคอนเวอร์เตอร์ลดทอนและคงค่าแรงดันอีกทีหนึ่ง โดยวงจรส่วนอินพุตอาจแบ่งออกได้เป็นส่วนสำคัญ 3 ส่วนคือ

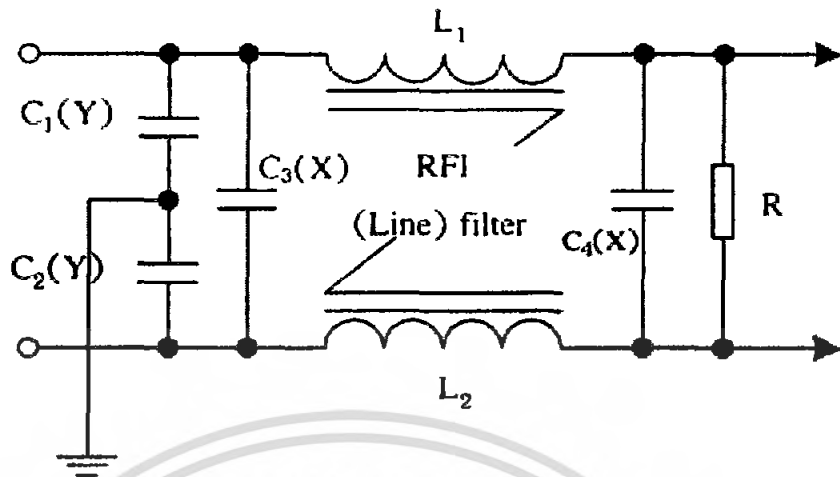
1. วงจรเรกติไฟเออร์
2. ตัวต้านทานจำกัดกระแส
3. ตัวเก็บประจุ C_0



ภาพที่ 2-15 แสดงวงจรส่วนอินพุตของสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

2.4.1 RFI อินพุตฟิลเตอร์

การทำงานของสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย เป็นการทำงานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างฉับพลันค่าสูง ๆ สวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI ได้ อดี ดังนั้นสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายจำเป็นต้องมีวงจรฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่จะออกไปภายนอกให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ วิธีลดสัญญาณรบกวน RFI ที่จะออกไปภายนอกที่ใช้กันโดยทั่วไปคือ การต่อ LC ฟิลเตอร์กันที่อินพุตกับระบบแรงดันไฟฟ้าสลับเพื่อลดสัญญาณ RFI ทั้งที่สัญญาณ โหมดความแตกต่าง (Differential Mode) และที่สัญญาณ โหมดร่วม (Common Mode) การต่อวงจร LC ฟิลเตอร์อาจทำได้ดังภาพที่ 2-16



ภาพที่ 2-16 แสดงตัวอย่างการต่อวงจร LC ฟิวเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวน RFI

วงจร RFI ฟิวเตอร์ในภาพที่ 2-17 จะต้องมีการกำหนดค่าและชนิดของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าดังนี้

$C_3, C_4 = 0.1$ ถึง $2 \mu\text{F}$ และเป็นตัวเก็บประจุชนิด “X”

$C_1, C_2 = 2,200 \text{ pF}$ ถึง $0.033 \mu\text{F}$ และเป็นตัวเก็บประจุชนิด “Y”

$L_1, L_2 = 1.8 \text{ mH}$ ที่ 25 mA ถึง 47 mH ที่ 0.3 A

การกำหนดค่าอุปกรณ์ ต้องแน่ใจว่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจร มีค่าน้อยกว่าค่าความถี่การทำงานของสวิตช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ตัวต้านทานที่ต่ออยู่ในวงจรมีไว้เพื่อให้ตัวเก็บประจุชนิด “X” คายประจุ ตามมาตรฐานความปลอดภัยทั่วไปกำหนดค่า ถ้าตัวเก็บประจุชนิด “X” มีค่าตั้งแต่ $0.1 \mu\text{F}$ ขึ้นไป ตัวต้านทาน R จะต้องมีค่าเท่ากับ

$$R = t / 2.21C \quad (2-25)$$

โดยกำหนดให้ t มีค่าเท่ากับ 1 S และ C คือ ผลรวมของค่าตัวเก็บประจุชนิด “X” ในวงจรฟิวเตอร์ หน่วยเป็นฟารัด

ประสิทธิภาพในการลดสัญญาณรบกวนของวงจร LC ฟิวเตอร์ จะขึ้นอยู่กับค่าความแตกต่างของค่าอิมพีแดนซ์ระหว่างอินพุตฟิวเตอร์กับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับและอิมพีแดนซ์ระหว่างเอาต์พุตของวงจรฟิวเตอร์กับอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ โดยถ้าความแตกต่างมีค่ามาก อัตราลดทอนสัญญาณรบกวน RFI จะเป็นไปได้มากด้วย

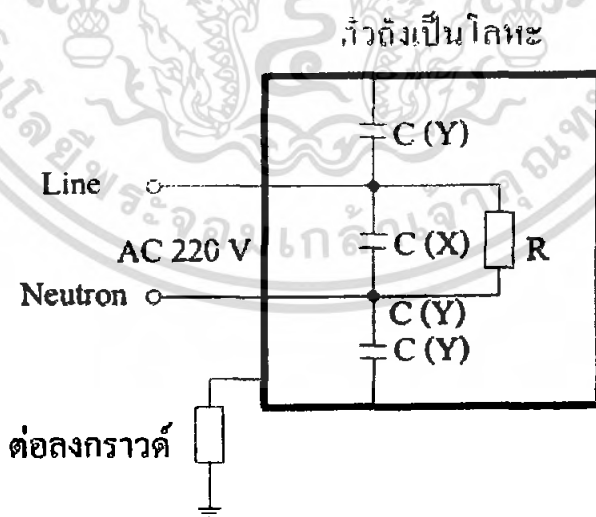
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปกติคอนเวอร์เตอร์จะมีอิมพีแดนซ์ต่ำ ส่วนแหล่งจ่ายแรงดันไฟสลับมักมีอิมพีแดนซ์สูง ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร RFI ฟิลเตอร์ที่อินพุตต้องมีอิมพีแดนซ์ต่ำ ๆ และเอาต์พุตของวงจร RFI ฟิลเตอร์ต้องมีค่าอิมพีแดนซ์สูง ๆ เพื่อให้อัตราการทอนสัญญาณรบกวนมีค่าสูง การต่อ $C_1(Y)$ และ $C_2(Y)$ ที่ด้านอินพุตของวงจรทำให้อินพุตของวงจรฟิลเตอร์มีค่าต่ำ L_1 และ L_2 จะทำให้อิมพีแดนซ์ที่เอาต์พุตของวงจรฟิลเตอร์มีค่าสูง $C(X)$ ที่อยู่ในวงจรจะมีผลในการลด ทรานเซียนต์ โดย $C_1(X)$ จะลดทรานเซียนต์ที่เกิดขึ้นในสายไฟสลับไม่ให้เข้าหาคอนเวอร์เตอร์ ส่วน $C_2(X)$ จะลดทรานเซียนต์ที่เกิดจากคอนเวอร์เตอร์ไม่ให้ผ่านเข้าไปยังสายไฟสลับได้

ตัวเก็บประจุชนิด "X" และตัวเก็บประจุชนิด "Y" เป็นตัวเก็บประจุสำหรับลดทอนสัญญาณรบกวนใช้กับแรงดันไฟสลับ 110V หรือ 220V ตัวเก็บประจุมาตรฐาน ความปลอดภัยของ IEC ได้กำหนดให้ต่อใช้งานแยกตามตำแหน่งการใช้งานดังต่อไปนี้

ตัวเก็บประจุชนิด "X" (X-capacitor) ใช้เฉพาะตำแหน่งที่ไม่ทำให้ผู้ใช้อุปกรณ์ได้รับอันตรายจากไฟฟ้าดูดหากตัวเก็บประจุเกิดลัดทะเลหรือทำงานผิดพลาดการใช้ตัวเก็บประจุชนิด "X" จะไม่มีการจำกัดค่าความจุสูงสุดของตัวเก็บประจุไว้ ตัวเก็บประจุชนิด "X" ยังแบ่งออกได้อีกเป็นชนิด "X1" และชนิด "X2" ตามอัตราทนแรงดันสูงสุดของตัวเก็บประจุ

โดยตัวเก็บประจุชนิด "X1" มีค่าทนอัตราแรงดันใช้งานมากกว่า 1,200V ส่วนตัวเก็บประจุชนิด "X2" มีค่าทนอัตราแรงดันต่ำกว่า 1,200V ลงมา



ภาพที่ 2-17 แสดงตำแหน่งการใช้งานของตัวเก็บประจุชนิด "X" และชนิด "Y"

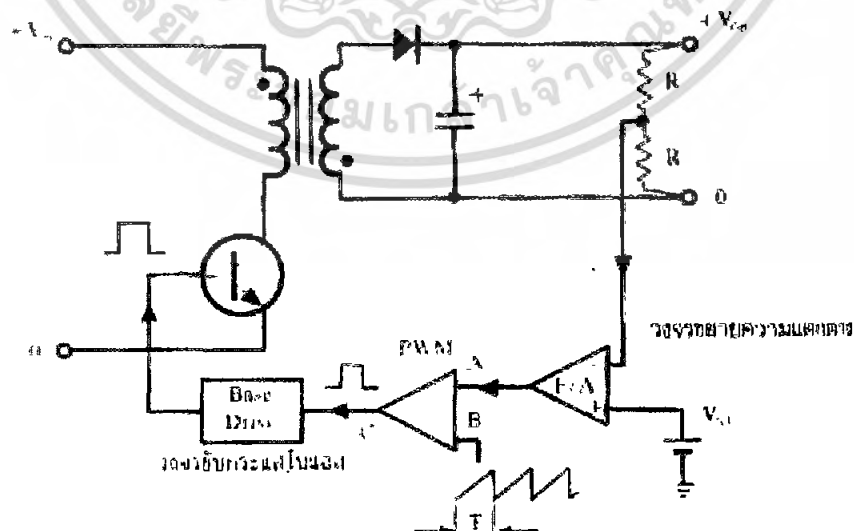
ตัวเก็บประจุชนิด “Y” (Y-capacitor) ใช้งานในตำแหน่งที่อาจทำให้ผู้ใช้อุปกรณ์ไฟฟ้าได้รับอันตรายจากไฟดูด ตัวเก็บประจุชนิด “Y” จัดเป็นอุปกรณ์ที่เสี่ยงกับความปลอดภัยจึงต้องมีมาตรฐานเกี่ยวกับความปลอดภัยสูงและต้องมีโครงสร้างที่ป้องกันการลัดทะลุได้ดี ค่าความจุของตัวเก็บประจุชนิด “Y” ต้องมีค่าต่ำเพื่อจำกัดกระแสรั่วไหลหรือจำกัดกระแสคายประจุจากตัวเก็บประจุชนิด “Y” ลงดิน (ตามมาตรฐานความปลอดภัยเครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้านทั่วไปจะต้องมีกระแสรั่วลงดินน้อยกว่า 0.5 mA) ลักษณะการต่อตัวประจุชนิด “X” และ ตัวเก็บประจุชนิด “Y” แสดงไว้ในภาพที่ 2-17

2.5 วงจรควบคุมสำหรับสวิตช์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของสวิตช์ ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะใช้เทคนิคพัลส์วีดท์มอดูเลชัน PWM (Pulse Width Modulation) เป็นหลักการใช้ PWM เพื่อควบคุมการนำกระแสของสวิตช์ในคอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือในโหมดควบคุมจากแรงดันและ โหมดควบคุมจากกระแส

2.5.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมแรงดัน

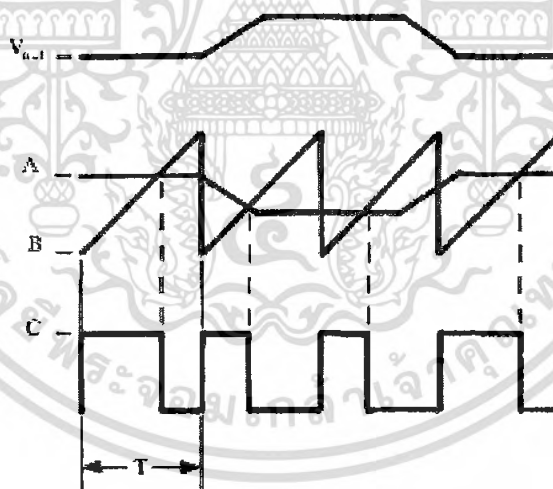
การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของสวิตช์เพื่อคงค่าแรงดันเอาต์พุต พื้นฐานของวงจรควบคุมใน โหมดควบคุมแรงดันจะเป็นดังภาพที่ 2-18



ภาพที่ 2-18 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ใน โหมดควบคุมจากแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 2-18 วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับแรงดันเอาต์พุตและนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์ ซึ่งเปลี่ยนไปตามผลการเปรียบเทียบของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของสวิตช์ในคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับนั้นจะถูกส่งกลับมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ตติง ผลต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะต่างเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลงความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลากำหนดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตลดลงแรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้นความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น T_{on} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันไว้ได้



ภาพที่ 2-19 แสดงลักษณะความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของ PWM

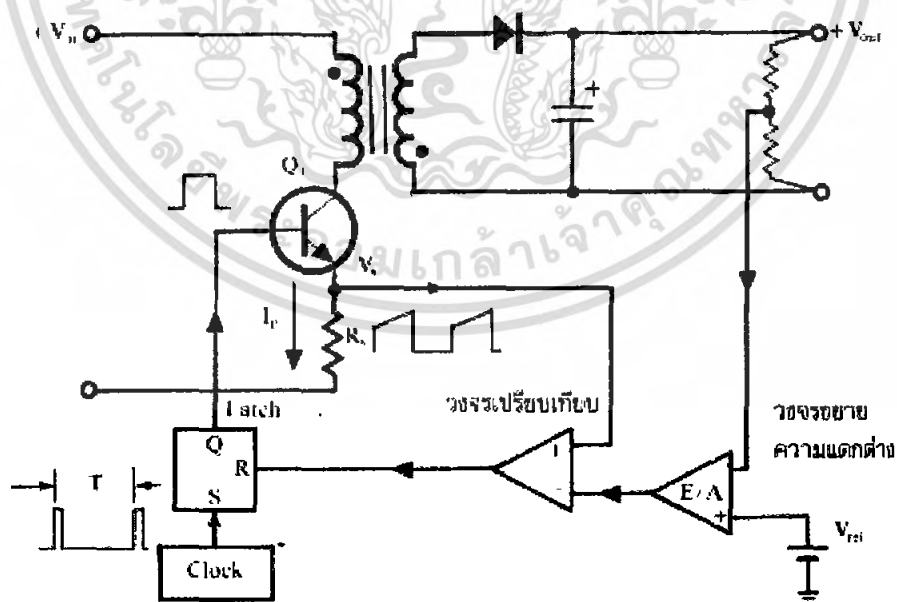
2.5.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ โดยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแสมีข้อดีหลายประการนอกเหนือจากวงจรควบคุมแรงดัน จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่

นิยมใช้กันมากโดยส่วนประกอบพื้นฐานจะเป็นคิงภาพที่ 2-20 เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงาน ของวงจรเราจะแยกการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไป ก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตติงของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้าแรงดันอ้างอิง V_{ref} วงจร Latch จะ ทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะ เป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำหนดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไป กระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 นำกระแส เมื่อ Q_1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน R_1 ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q_1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_1 ด้วย

แรงดันตกคร่อม R_1 จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้น เมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะมี สถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q, สถานะเป็น Low และเพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจาก สัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

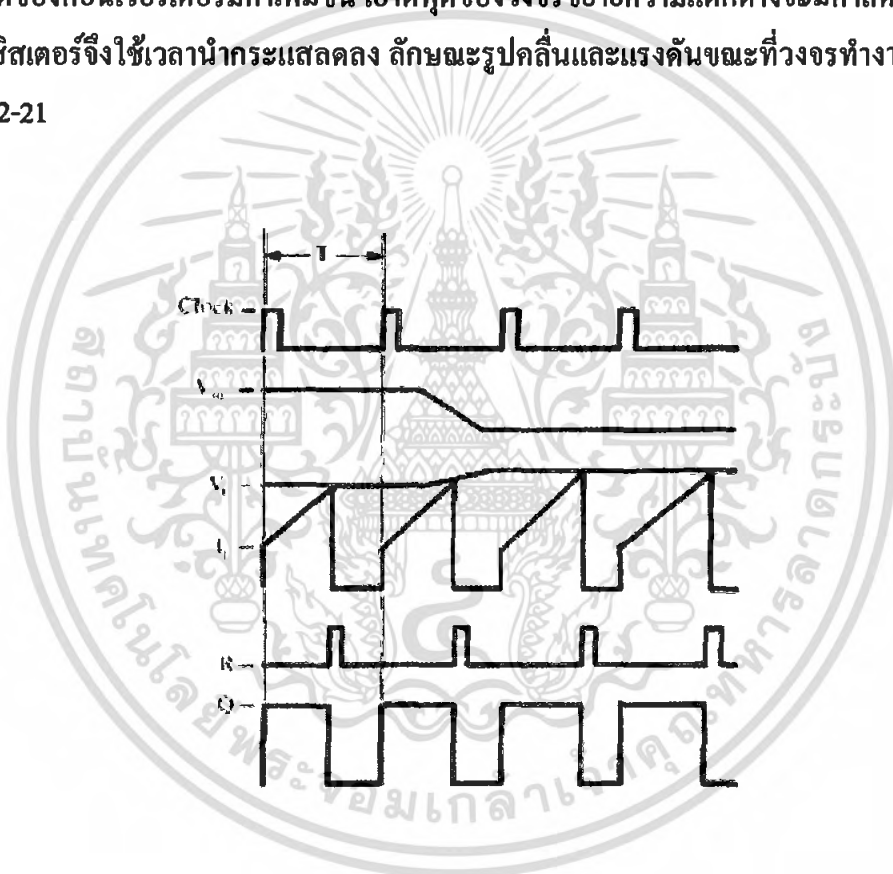
จะเห็นได้ว่าความกว้างเอาต์พุตที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าแรงดัน V_s ที่ ตกคร่อมตัวต้านทาน R_1 ถ้าค่าแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีแรงดันมากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้น ด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง



ภาพที่ 2-20 แสดงวงจรพื้นฐานของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ใน โหมดควบคุมกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_o จะเพิ่มขึ้นได้ชั่วคราว ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้นช่วงเวลานำกระแสจึงมากขึ้นด้วยจะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่ คอนเวอร์เตอร์จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่อาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุต ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่างเพิ่มเข้ามาถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงเอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่างจะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้แรงดัน V_o มากกว่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่างจะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลง ลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะทำงานจะเป็นดังภาพที่ 2-21



ภาพที่ 2-21 แสดงการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่า วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันดังนี้

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนต์ (Transient) และการกระเพื่อมแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณการป้อนกลับจากเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. สามารถป้องกันกระแสไหลคเกิน ได้ด้วยการจำกัดกระแสสูงสุดที่ขดลวดปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉื่อยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดมีค่าเท่ากัน

2.6 เทคโนโลยีไอจีบีที (Insulate Gate Bipolar Transistor: IGBT)

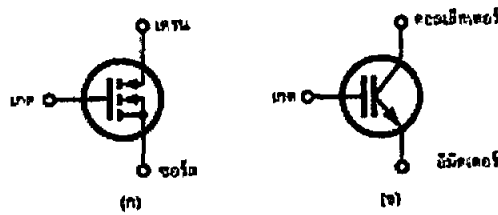
หากจะกล่าวถึงอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้งานในด้านเพาเวอร์กำลังหรือเพาเวอร์คอนโทรล ก็เห็นจะมีอยู่ไม่กี่ชนิดซึ่งในแต่ละชนิดก็มีข้อจำกัดและความสามารถในการทำงานที่แตกต่างกันออกไปตามลักษณะของการนำไปใช้ควบคุมงานด้านต่าง ๆ ซึ่งอาจจะรวมไปถึงความไม่ล่าสมัยเร็วจนถึงไปของอุปกรณ์ที่ถูกเลือกมาใช้งานด้วย

อุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์คอนโทรล ที่พอจะคุ้นเคยและใช้งานกันอย่างกว้างขวางในขณะนี้ ก็เห็นจะไม่พ้นเอสซีอาร์ (SCR), ไตรแอก (TRIAC), ทรานซิสเตอร์กำลังและมอสเฟต โดยเฉพาะทรานซิสเตอร์กำลังและมอสเฟต ที่จะเป็นจุดพัฒนาของอุปกรณ์ชนิดใหม่นี้ ซึ่งอุปกรณ์ทั้งสองชนิดก็มีคุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไป กล่าวคือ ทรานซิสเตอร์กำลังขณะอยู่ในสภานำกระแสจะมีอัตราการสูญเสียกำลังงานต่ำ มีอัตราทนแรงดันและขยายกระแสได้สูง แต่ความเร็วในการสวิตซ์ทำงานยังต่ำอยู่ โดยเฉพาะช่วยหยุดนำกระแสจะมีช่วงระยะเวลาที่ยาวกว่า ซึ่งจะเป็นคุณสมบัติที่ตรงกันข้ามกับทรานซิสเตอร์มอสเฟต ที่ความเร็วในการสวิตซ์ทำงานนำกระแสและหยุดนำกระแสได้เร็วกว่ามากเช่นกัน

จากเหตุผลที่กล่าวมาของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กำลัง และเพาเวอร์มอสเฟตจึงได้มีการพัฒนาอุปกรณ์ประเภทนี้จนสามารถได้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เพาเวอร์คอนโทรลชนิดใหม่ขึ้นมา นี้โดยมีการตั้งชื่อว่า ไอจีบีที (Insulate Gate Bipolar Transistor: IGBT)

โครงสร้างและสัญลักษณ์

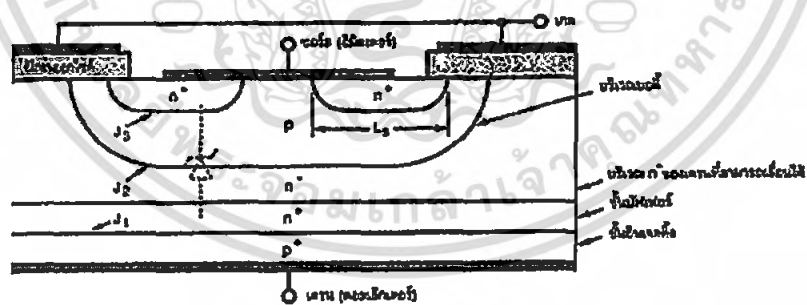
IGBT ก่อนข้างจะเป็นอุปกรณ์ชนิดใหม่อยู่ โดยเฉพาะในตลาดอิเล็กทรอนิกส์เมืองไทย ซึ่งก็พอจะมีใช้กันบ้างและมีจำหน่ายกันหลายเบอร์ด้วยกันจากความเป็นอุปกรณ์หน้าใหม่จึงมีสัญลักษณ์แทนชนิดและตัว IGBT อยู่หลายรูปแบบด้วยกัน ขึ้นอยู่กับผู้ผลิตว่าจะใช้สัญลักษณ์ใดเป็นสัญลักษณ์ประจำสินค้าที่ผลิตขึ้น จากที่พบมากที่สุดก็มีใช้กันอยู่สองแบบ ดังแสดงในรูปที่ 2-22 ซึ่งเป็นสัญลักษณ์ และเรียกขานต่าง ๆ ของ IGBT ชนิดเอ็นแทนแนล



ภาพที่ 2-22 สัญลักษณ์และการเรียกชื่อขาของ IGBT ทั้ง 2 แบบ

จากภาพที่ 2-22 (ก) จะเห็นว่า มีลักษณะคล้ายสัญลักษณ์ของมอสเฟตมาก เพียงแต่ว่า สัญลักษณ์ของ IGBT นั้นจะมีลูกศรเพิ่มขึ้นมาตรงขาเกรนลักษณะของลูกศรจะชี้เข้าหาตัว หรือชี้เข้าหาชั้นของซิลิคอนภายในตัว IGBT ในบทความนี้จะใช้สัญลักษณ์ในรูป (ข) จะเหมือนกับสัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์ แต่ตรงขาเกต (หรือเบสของทรานซิสเตอร์) จะเพิ่มขีดขึ้นมานี้ไม่ได้ต่อกัน โดยตรงกับขาที่ต่อออกมาภายนอก

โครงสร้างของ IGBT ชนิดเอ็นแซนแนล โครงสร้างโดยรวมส่วนใหญ่มีลักษณะคล้ายกับโครงสร้างของมอสเฟตมาก จะแตกต่างกันตรงที่ IGBT จะมีชั้น P^+ หรือชั้นอินเจกติ้ง (injecting) ต่ออยู่ระหว่างขาเกรน ซึ่งในมอสเฟตนั้นไม่มี จากการที่ขาเกตถูกกั้นด้วยชั้นของซิลิคอนออกไซด์ (SiO_2) เป็นผลทำให้ความต้านทาน Input ที่ขาเกตมีค่าสูงมากเหมือนกับเพาเวอร์มอสเฟต โดยทั่วไปจะมีค่าอยู่ในช่วง 10^9 โอห์ม



ภาพที่ 2-23 ภาพตัดขวาง โครงสร้างพื้นฐานของ IGBT

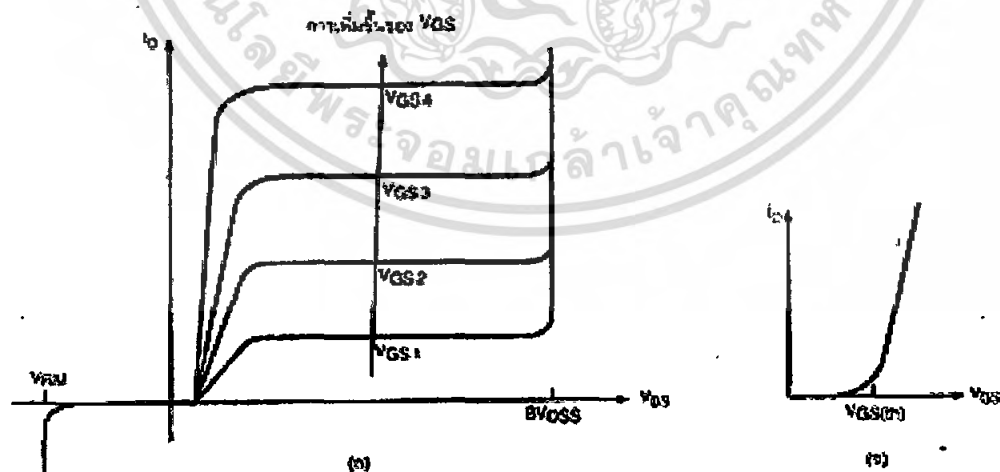
จากผลดังกล่าวทำให้ลักษณะของกราฟแสดงคุณสมบัติของกระแสและแรงดันของ IGBT มีลักษณะของคล้ายกับกราฟของทรานซิสเตอร์แต่การควบคุมกระแสเกรนจะอาศัยการควบคุมแรงดันระหว่างขาเกตกับขาซอร์สมากกว่า การควบคุมกระแสที่ขานี้เหมือนกับทรานซิสเตอร์

รูปกราฟแสดงให้เห็นว่าส่วนใหญ่ของเส้นกราฟจะมีลักษณะเป็นเส้นตรงแต่จะเริ่มโค้งที่กระแสเดรนมีค่าต่ำ ๆ นั่นก็คือจุดที่แรงดันระหว่างขาเกตและขาซอร์สต่ำลงใกล้แรงดันจุดเริ่มเปลี่ยนสถานะการทำงาน (จุด threshold voltage : $V_{GS(th)}$) โดยถ้าแรงดันระหว่างเกตและซอร์สนี้ต่ำกว่าแรงดันที่จุด $V_{GS(th)}$ แล้ว IGBT จะอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสหรือ คัดออฟ ในกรณีของ IGBT ชนิดพีแชนแนลนั้น คุณสมบัติจะคล้ายกับเอ็นแชนแนล แต่โครงสร้างและสัญลักษณ์จะมีลักษณะตรงกันข้ามกับเอ็นแชนแนล เช่น ชนิดของสารที่ได้อุปจากเอ็นแชนแนล ก็จะเปลี่ยนเป็นตรงกันข้าม สัญลักษณ์ลูกศรก็จะกลับเอาหัวลูกศรกลับไปในทิศทางตรงกันข้าม

สภาวะนำกระแส

เมื่อขาเดรนได้รับแรงดัน โปแอสดตรงก็จะเป็นบวกเมื่อเทียบกับซอร์ส และแรงดันระหว่างเกตกับซอร์สมีค่าเกิน $V_{GS(th)}$ ประจุไฟฟ้าบวกที่เกิดจากแรงดันที่ขาเกตจะดึงเอาอิเล็กตรอนให้มารวมกันอยู่ภายใต้เกต ทำให้ชั้นบอดี้ (body layer) ตรงส่วนใต้เกตแปรสภาพเป็น n ทำให้เกิดการต่อกันของบริเวณ n (drift region) เข้ากับบริเวณซอร์ส n^+ (source region) ลักษณะเช่นนี้เหมือนกับการทำงานของมอสเฟต

กระแสอิเล็กตรอนที่ไหลจากขาซอร์สผ่านบริเวณใต้เกตมายังบริเวณลอยเลื่อน n จะรวมกับโฮลที่เป็นพาหะข้างน้อยที่ถูกฉีดมาจากชั้นอินเจกต์ติ้ง p^+ (ดูรูปโครงสร้างในภาพที่ 2-23) เพราะรอยต่อ



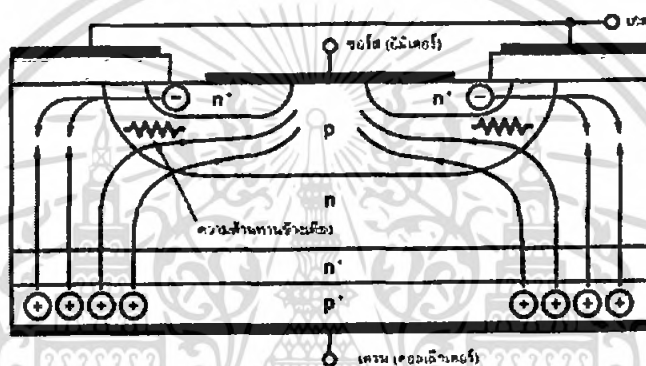
ภาพที่ 2-24 (ก) กราฟแสดงลักษณะคุณสมบัติระหว่างกระแสและแรงดันของ IGBT

(ข) กราฟแสดงลักษณะคุณสมบัติการถ่ายโอนของ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

J_1 ได้รับแรงดันไบเอสดตรง ทำให้ IGBT อยู่ในสภาวะนำกระแส เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าจาก เทรนไปซอร์สได้ การรวมกันของ โอลและอิเล็กตรอนภายใต้บริเวณ n เรียกว่า การมอดูเลตสภาพนำ (conductivity modulation)

ผลของการมอดูเลตนี้จะทำให้ความต้านทานของบริเวณ n มีค่าต่ำลงเป็นการเพิ่ม ความสามารถในการขับผ่านกระแสได้สูงขึ้น ซึ่งจะมีลักษณะเหมือนกับทรานซิสเตอร์กำลัง ผลของ ความต้านทานที่ลดลง ทำให้แรงดันตกคร่อมที่สภาวะนำกระแสลดต่ำลง การสูญเสียกำลังงาน ขณะนำกระแสจึงลดลงด้วยทิศทางของการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลดังรูป



ภาพที่ 2-25 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส

สภาวะหยุดนำกระแส

เมื่อแรงดันระหว่างเกตและซอร์สลดลงต่ำกว่าแรงดัน $V_{GS(th)}$ จะทำให้มีแรงดันไม่เพียงพอ สำหรับการแปรสภาพชั้นบอดี้ p เป็น n ได้ ทำให้บริเวณ n ไม่ต่อกับบริเวณซอร์ส n^+ IGBT จึงอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส ในสภาวะนี้รอยต่อ ที่ได้รับแรงดันไบแอสกลับจะทำให้เกิดกระแสรั่วไหลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น นอกจากนี้ยังทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะ (depletion region) ขึ้นที่ รอยต่อ J_2 ด้วย

บริเวณปลอดพาหะนี้จะขยายบริเวณกว้างจนเกินเข้ายังบริเวณ n มากกว่า ที่จะขยายไปยัง บริเวณชั้นบอดี้ p มีความหนาแน่นในการ ใต้ปสารมากกว่า ถ้าความหนาแน่นของสารที่ใต้ปใน บริเวณ ลอยเลื่อน n^+ มากเพียงพอก็จะทำให้การขยายของบริเวณปลอดพาหะไม่สามารถแตะกับชั้น อินเจกต์ดิง p^+ ได้ ชั้นบัฟเฟอร์ n^+ (buffer layer) ก็ไม่จำเป็นต้องทำให้เกิดขึ้น หรือไม่จำเป็นต้อง ใต้ปสาร ทั้งนี้เพราะการแตะกันของบริเวณทั้งสองจะทำให้เกิดการพังทลายทางด้านไบเอสดตรง สำหรับ IGBT ที่ไม่มีการ ใต้ปสารในชั้นบัฟเฟอร์ n^+ นี้ แบบสมมาตร ซึ่งจะมีอัตราทนแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ย้อนกลับ (V_{RM} หรือ BV_{SDS}) สูงพอ ๆ กับค่าอัตราทนแรงดันไหลตรง (BV_{DSS}) เหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

การลดความหนาของบริเวณ n^- ลงแต่ยังคงความสามารถของอัตราทนแรงดันไหลตรงไว้สามารถทำได้โดยเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์ n^+ เข้าไป เพื่อป้องกันการแตกกันของบริเวณปลอดพาหะกับบริเวณ อินเจกต์ p^+ ซึ่งจะเรียก IGBT ชนิดนี้ว่า IGBT แบบไม่สมมาตรและจากการลดความหนาของบริเวณลอยเลื่อน n^- ลง จะช่วยส่งผลให้เกิดข้อดีสองประการคือ

- ทำให้แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำลง เป็นผลให้การสูญเสียกำลังงานลดน้อยลงด้วย
- ช่วยลดช่วงเวลาหยุดนำกระแสให้สั้นลงได้

แต่ข้อเสียของการเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์ n^+ ก็มี คือจะลดความสามารถของอัตราทนแรงดันย้อนกลับให้น้อยลงเหลือเพียงไม่กี่สิบลวัตต์ ทั้งนี้เพราะเมื่อ IGBT ได้รับแรงดันไบแอสกลับที่ขาเดรนรอยต่อ J_1 ซึ่งทั้งสองข้างมีความหนาแน่นในการโด๊ปของสารมากจะไม่สามารถทนแรงดันย้อนกลับได้สูง ดังนั้น IGBT ชนิดนี้จึงไม่เหมาะที่จะนำไปใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

การแลตซ์ใน IGBT

นอกจากโหนดส่วนใหญ่ที่รวมกับอิลีคตรอนภายใต้บริเวณ n^- แล้วยังมีกระแสไหลบางส่วนที่ไหลข้ามบริเวณ n^- เข้าสู่บริเวณชั้นบอดี้ p โดยตรง ผลของกระแสไหลนี้ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานข้างเคียง (lateral resistance) ถ้าแรงดันนี้มีค่ามากพอคือประมาณ 0.7 โวลต์ จะทำให้อรอยต่อ J_1 ได้รับไบแอสตรง เป็นผลให้อิลีคตรอนจากบริเวณซอร์ส n^+ ถูกฉีดเข้าไปในชั้นบอดี้ p

ส่วนใหญ่หรือเป็นมาตรฐานคู่มือของผู้ผลิต มักจะมีการบอกค่ากระแสเดรนสูงสุดที่สามารถไหลผ่าน IGBT ได้โดยยังไม่เกิดการแลตซ์ขึ้น (I_{DM}) แต่เนื่องจากกระแสเดรนถูกกำหนดหรือควบคุมโดยตรงจากแรงดันระหว่างขาเกตกับซอร์ส บางครั้งคู่มือจึงบอกค่ากระแสเดรนสูงสุด (I_{DM})

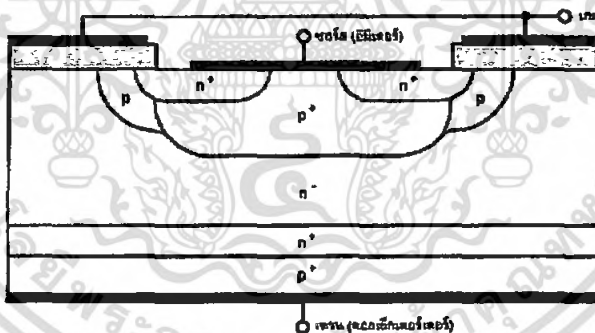
การแลตซ์ที่กล่าวถึงข้างต้นเรียกว่าการแลตซ์ใน โหมดสแตติก เพราะเกิดขึ้นเมื่อกระแสที่ไหลในสถานะนำกระแสมีค่าเกิน I_{DM} แต่ลักษณะการแลตซ์นี้ก็สามารถขึ้นได้เรียกว่าใน โหมดไดนามิก ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนการทำงานจากสถานะนำกระแสเข้าสู่สถานะหยุดนำกระแสได้ด้วย บางครั้งการแลตซ์นี้อาจเกิดขึ้นได้ แม้ว่ากระแสเดรนขณะนำกระแสยังมีค่าต่ำกว่าค่า I_{DM} ก็ตามครั้งนี้ เพราะเมื่อ IGBT เริ่มหยุดนำกระแส กระแสเดรนจะตกลงอย่างรวดเร็วรอยต่อ J_2 จะต้องรับแรงดันย้อนกลับที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเช่นกัน

ผลที่เกิดขึ้นจะทำให้บริเวณปลอดพาหะขยายบริเวณชั้นบอดี p โดยเฉพาะจะขยายเข้าสู่บริเวณ n มากกว่า เพราะมีความหนาแน่นของการโด๊ปต่ำกว่า การขยายบริเวณปลอดพาหะอย่างรวดเร็ว จะทำให้โฮลที่ค้างอยู่ในบริเวณ n ขณะนำกระแสและยังไม่ได้รวมกับอิเล็กตรอนหลุดรอดจากการขัดขวางของบริเวณปลอดพาหะเข้าไปสะสมอยู่ในบริเวณรอยต่อ J_2 เป็นการเพิ่มกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานข้างเคียงให้สูงขึ้น ทำให้ไทรสเตอร์ภายใน IGBT เกิดการแลตซ์ขึ้นได้ เมื่อเกิดการแลตซ์ขึ้นแรงดันคคร่อมมาซอร์ส และครนขณะนำกระแสจะมีค่าต่ำกว่าระดับปกติ นอกจากนี้การแลตซ์ยังสามารถเกิดขึ้นได้อีก เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิที่รอยต่อ ในขณะที่กระแสครนยังมีค่าต่ำกว่า I_{DM} อยู่ได้เช่นกัน

การป้องกันการแลตซ์

การหลีกเลี่ยงการแลตซ์ของ IGBT สามารถทำได้ทั้งผู้ผลิตและผู้ใช้งานเอง ผู้ผลิตอาจจะออกแบบโครงสร้างในส่วนบริเวณบอดี p ให้มีความต้านทานข้างเคียงค่าต่ำที่สุด ซึ่งเป็นการลดโอกาสที่จะเกิดการแลตซ์ลงได้

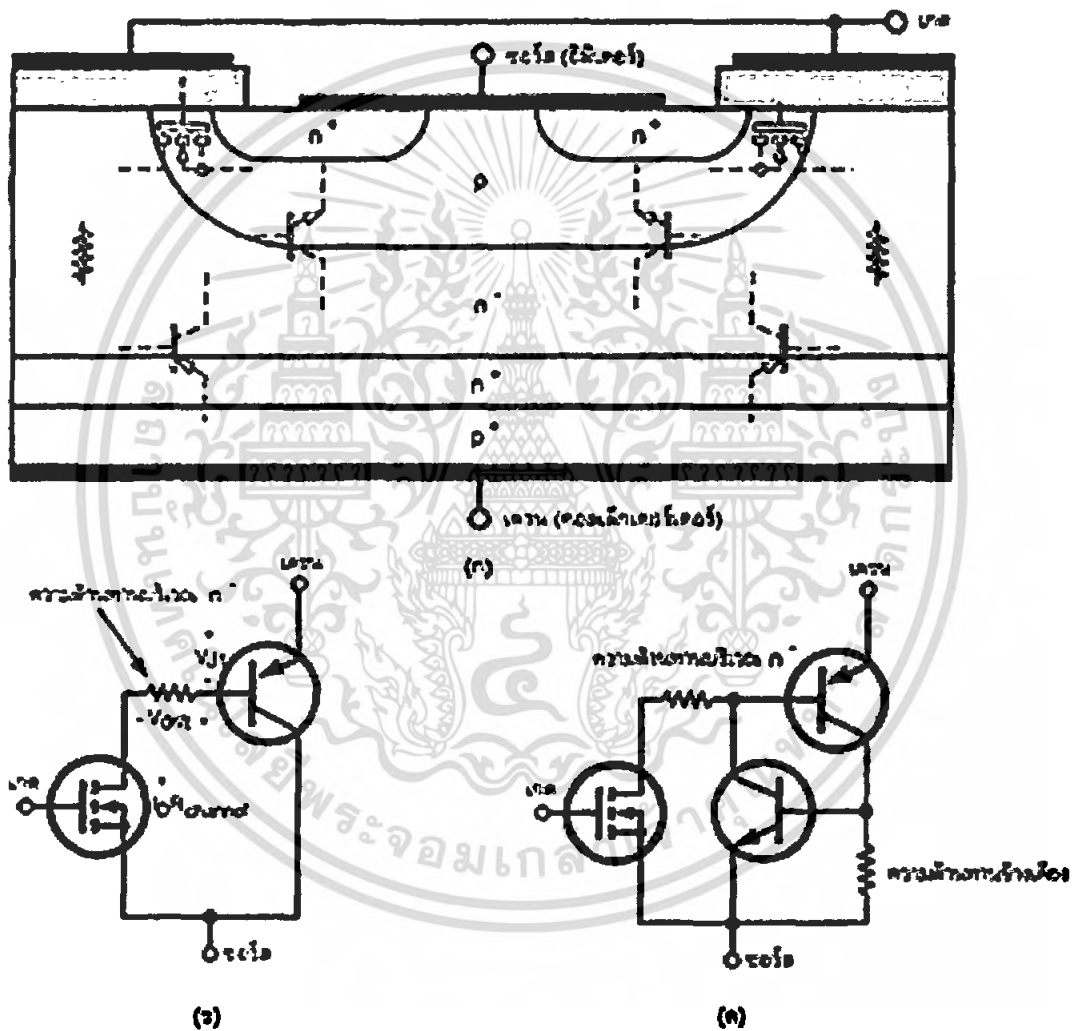
วิธีแรกอาจทำได้โดยลดความกว้างของบริเวณซอร์ส n^+ ลง นั่นคือลดค่า L_s ที่แสดงในรูปที่ 2 ลงนั่นเอง



ภาพที่ 2-26 โครงสร้างที่ปรับปรุงเพื่อป้องกันการแลตซ์ใน IGBT

วิธีที่สองเป็นการแบ่งระดับความหนาแน่นในการโด๊ปสารของบริเวณบอดี p จะเห็นว่าบอดี p ภายใต้เกตจะโด๊ปด้วยความหนาแน่นในระดับปกติ 10^{16} cm^{-3} และมีความหนาน้อยกว่าของบริเวณซอร์ส n^+ แต่ส่วนที่เหลือของบริเวณบอดี p จะโด๊ปด้วยความหนาแน่นที่มากกว่าคือ 10^{19} cm^{-3} รวมถึงความหนาแน่นจะมากกว่าด้วยการทำเช่นนี้ก็จะทำให้เพิ่มความสามารถในการนำกระแสให้สูงขึ้น เป็นการลดความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้

สำหรับผู้ใช้งานก็สามารถป้องกันการแลตช์ในโหมดสแตติกได้ โดยออกแบบไม่ให้กระแสที่ไหลเกินค่ากระแส I_{DM} และป้องกันการแลตช์ในโหมดไดนามิกได้ โดยหน่วงเวลาขณะหยุดนำกระแสให้ยาวนานขึ้นเพื่อให้โวลต์ที่ขั้วค้างอยู่ในบริเวณ n^- มีเวลาพอที่จะรวมกับอิเล็กตรอนเป็นการลดกระแสที่ไหลผ่านความต้านทานขั้วเตียงให้น้อยลงได้ การหน่วงเวลาขณะหยุดนำกระแสให้ยาวนานขึ้น ทำได้โดยเพิ่มความต้านทานภายนอกอนุกรมเข้ากับขาเกตของ IGBT



ภาพที่ 2-27 (ก) แสดง โครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตแฝงอยู่ใน

(ข) วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของ IGBT

(ค) วงจรสมมูลที่ แสดงส่วนของทรานซิสเตอร์ที่แฝงอยู่ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรมูลของ IGBT

วงจรมูลของ IGBT ในบริเวณบอดี้ p⁻ ชั้นบริเวณ n⁻ และชั้นอินเจกต์ติ้ง p⁺ จะคล้ายกับทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี โดยแทนได้ด้วยขาคอลเล็กเตอร์, เบส และอิมิตเตอร์ตามลำดับและบริเวณใต้เกตก็จะแทนได้ด้วยมอสเฟตซึ่งจะมีความต้านทานบริเวณ n⁻ เชื่อมขาเบสของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพีเข้ากับขาเดรนของมอสเฟต ซึ่งขาเดรนของมอสเฟต

มอสเฟตเป็นตัวขับทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี แต่มีจุดพิเศษที่แตกต่างจากวงจรทั่วไป คือ กระแสเดรนส่วนใหญ่จะไหลจากอิมิตเตอร์มายังเบส ผ่านความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน และผ่านขาเดรนของมอสเฟตมาจบลงที่ขาซอร์ส จะมีกระแสส่วนน้อยเท่านั้นที่ไหลจากอิมิตเตอร์มายังคอลเล็กเตอร์และขาซอร์สสำหรับวงจรมูล ภายใน IGBT มีโพสเตอร์แฝงอยู่ด้วย โดยดูได้จาก การที่ทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นและพีเอ็นพีต่อเข้าด้วยกันในลักษณะที่มีการป้อนกลับ ทำให้เห็นได้ชัดถึงเหตุที่ทำให้เกิดการแลตซ์ของ IGBT

โดยถ้ากระแสส่วนน้อยที่ไหลผ่านจากอิมิตเตอร์มายังคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี ผ่านความต้านทานข้างเคียงแล้วทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านสูงกว่า 0.7 โวลต์ ทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นจะนำกระแส ส่งผลให้เกิดการแลตซ์ขึ้นใน IGBT สำหรับแรงดันตกคร่อมขาเดรนและซอร์สของ IGBT ขณะนำกระแส ($V_{DS(on)}$) สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$V_{DS(on)} = V_n + V_{drift} + I_D R_{channel} \quad (2-26)$$

เมื่อ V_n เป็นแรงดันไบแอสตรงที่ตกคร่อม รอยต่อพีเอ็นจึงมีค่าค่อนข้างคงที่ จะมีการเปลี่ยนแปลงบ้างก็เพียงเล็กน้อยเพราะมีความสัมพันธ์โดยตรงในลักษณะเอ็กซ์โปเนนเชียลกับกระแส ทำให้มีค่าอยู่ระหว่าง 0.7-1 โวลต์

V_{drift} เป็นแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน ซึ่งความต้านทานนี้มีค่าค่อนข้างคงที่ แต่เมื่อเทียบกับค่าแรงดันในมอสเฟตแล้วจะมีค่าน้อยกว่าเพราะผลของการมอดูเลตสภาพนำที่ เกิดขึ้นใน IGBT

$R_{channel}$ เป็นค่าความต้านทานในย่าน 1-1,000 โอห์ม มีค่าค่อนข้างคงที่

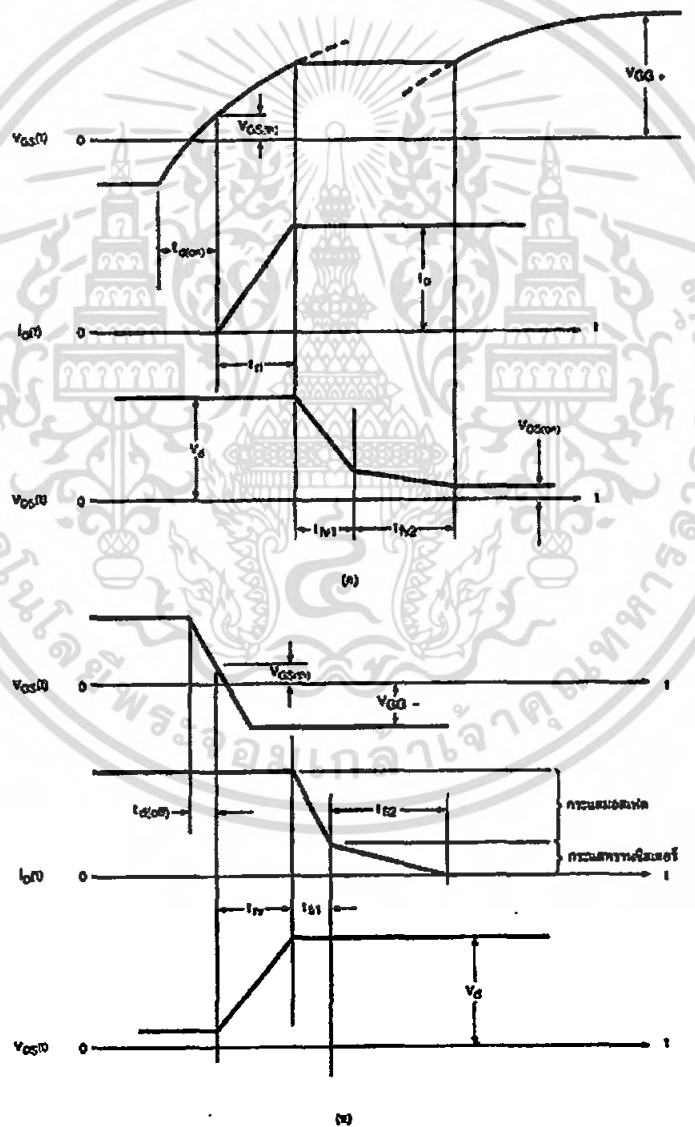
$I_D R_{channel}$ เป็นแรงดันตกคร่อมมอสเฟต

ดังนั้นจึงพอจะสรุปได้ว่า $V_{DS(on)}$ จะมีค่าสูงมากขึ้นตามค่ากระแสเดรนที่สูงขึ้น โดยทั่วไป IGBT จะสามารถทำงานได้ในอุณหภูมิรอยต่อสูงสุดถึง 150 องศาเซลเซียส และผลของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิจากค่าอุณหภูมิห้องไปถึงค่าสูงสุดนี้ จะส่งผลให้เกิด การเปลี่ยนแปลงค่า $V_{DS(on)}$ เป็นผลรวมระหว่างแรงดันตกคร่อมมอสเฟตที่มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นบวก (หมายถึงอุณหภูมิสูงขึ้น

แรงดันตกคร่อมก็จะสูงขึ้นตาม) กับแรงตกคร่อมความต้านทานบริเวณรอยเลื่อนที่มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิต่ำเป็นลบ

ลักษณะการสวิตช์

ลักษณะของสัญญาณกระแสและแรงดันในช่วงเวลาที่เกิดการนำกระแสและหยุดนำกระแส โดยช่วงเวลาในการนำกระแสของ IGBT ซึ่งมีลักษณะคล้ายกับการนำกระแสของ MOSFET คือ จะมีเวลาก่อนการนำกระแส ($t_{d(on)}$) นับตั้งแต่เวลาที่แรงดันระหว่างเกตกับซอร์ส อยู่ในช่วง V_{GS-} จนถึง $V_{GS(th)}$ ความจริงแล้วการป้องกันแรงดันนี้จะมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดจากค่า V_{GS-} เป็น V_{GS+} แต่กลับมีลักษณะเป็นเอ็กซ์โปเนนเชียล



ภาพที่ 2-28 (ก) ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะนำกระแส

(ข) ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะหยุดนำกระแส

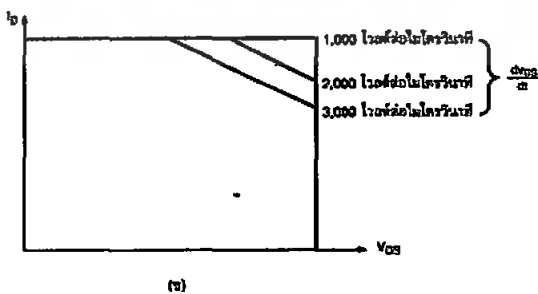
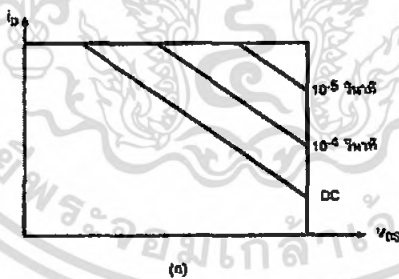
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหตุที่เป็นเช่นนั้นเนื่องจากผลการซาร์จประจุของตัวเก็บประจุระหว่างเกิดกับซอร์สและเกตกับทรานภายใน IGBT แรงดันที่ขาทรานจะยังคงที่อยู่ในช่วงเวลาที่ขาขึ้น (t_r) หรือในช่วงเวลาที่กระแสทรานยังไม่ถึงค่ากระแสทำงาน (I_c) หลังจากนั้นกระแสทรานก็จะคงที่ แต่แรงดันจะตกลงสู่ค่า $V_{DS(on)}$ โดยแบ่งช่วงเวลาลงเป็นสองช่วง คือช่วง t_{r1} เป็นช่วงที่ทำงานอยู่ในย่านความต้านทานสูง ($R_{channel}$) ส่วน t_{r2} ช่วงที่ทำงานอยู่ในย่านความต้านทานต่ำ ($R_{channel}$)

ลักษณะของกระแสและแรงดันในช่วงเวลาที่ IGBT หยุดนำกระแสจะเห็นว่ากระแสทรานจะยังคงที่อยู่ตลอดช่วงเวลาที่แรงดันขาทรานเพิ่มขึ้นและมีช่วงเวลาของกระแสทรานที่แตกต่างชัดเจนสองช่วง โดยช่วงแรก t_{r1} จะเป็นช่วงหยุดนำกระแสของมอสเฟตภายใน IGBT และช่วง t_{r2} จะเป็นช่วงหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์ที่เอ็นพี ซึ่งจะช้ากว่ามอสเฟต ทำให้ช่วงเวลานี้นานกว่าช่วงแรกและมีการสูญเสียกำลังงานมากในช่วงนี้

พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย

IGBT มีพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยทั้งในระหว่างนำกระแสและหยุดนำกระแส โดยพื้นที่ที่การทำงานปลอดภัยในขณะไบแอสตรง (forward bias safe operating area : FBSOA) ที่กว้างมากเปรียบได้กับเกือบเป็นสิ่งเดียวกันสำหรับเวลาในการสวิตช์ที่สั้น ๆ แต่จะแคบลงเมื่อเวลาในการสวิตช์ยาวนานขึ้น ซึ่งถ้าเทียบกับเพาเวอร์มอสเฟตแล้ว IGBT จะทำงานได้ในช่วงพื้นที่ที่กว้างกว่าเมื่อเวลาในการสวิตช์เท่ากัน



ภาพที่ 2-29 (ก) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสถานะไบแอสตรง
(ข) พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในสถานะไบแอสกลับ

ในช่วงระหว่างเริ่มนำกระแสแล้ว จุดการทำงานของ IGBT จะต้องมีความแรงดันและกระแสที่ขาแคโรนอยู่ภายในพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยในช่วงไบแอสตรงเสมอ หากไม่เช่นนั้นแล้ว จะทำให้เกิดการเสียหายขึ้นที่ IGBT จากรูปพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยของ IGBT จะแสดงถึงขีดจำกัดของกระแสแคโรน, อัตราทนแรงดันไหลตรง และอุณหภูมิรอยต่อของ IGBT ตามลำดับ

สำหรับพื้นที่การทำงานปลอดภัยในช่วงไบแอสกลับ (reverse bias safe operating area : RBSOA) จะแตกต่างจากในช่วงไบแอสตรง จะแสดงค่าจำกัดของค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาแคโรนต่อเวลา (dv_{ce}/dt) ซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงระหว่างหยุดนำกระแส แทนขีดจำกัดทางด้านอุณหภูมิรอยต่อ และจะมีพื้นที่แคบลงถ้า dv_{ce}/dt มีค่าสูงมากขึ้น ส่วนเหตุผลที่ถูกจำกัดโดยค่านี้ เพราะไม่ต้องการให้เกิดการแลตซ์ขึ้นที่ IGBT

ค่า dv_{ce}/dt นี้จะมีผลโดยตรงกับช่วงเวลาหยุดนำกระแส หมายความว่าถ้ามีอัตราการเปลี่ยนแปลงเร็วจะทำให้ช่วงเวลาหยุดนำกระแสสั้น แต่ก็ยังถือว่า โชคดีที่ขีดจำกัด dv_{ce}/dt ของ IGBT มีค่าสูงมาก เมื่อเทียบกับอุปกรณ์ไทรสเตอร์ตัวอื่น ๆ ดังนั้นความจำเป็นในการใช้วงจร snubber เพื่อป้องกันการแลตซ์ก็ไม่มี ความจำเป็นต้องใช้ และการควบคุมค่า dv_{ce}/dt ที่เกิดขึ้นยังทำได้ง่ายขึ้นด้วยการออกแบบวงจรจับเบรกที่มีค่าความต้านทานที่ต่อกับขาแคโรนและค่า V_{ce} ที่เหมาะสม

2.7 ไอซีเบอร์ SG3525 ในโหมดควบคุมแรงดัน

ไอซี SG3525 สามารถทำงานได้ด้วยแหล่งจ่ายตั้งแต่ 8-40 โวลต์ ทำงานในช่วง อุณหภูมิ 0-70°C มีขาใช้งาน 16 ขาบรรจุในตัวถังพลาสติก โดยมีบล็อกไดอะแกรม ภาพที่ 2-39 เป็นรายละเอียดของแต่ละส่วนของไอซีเบอร์ SG3525 มีดังนี้

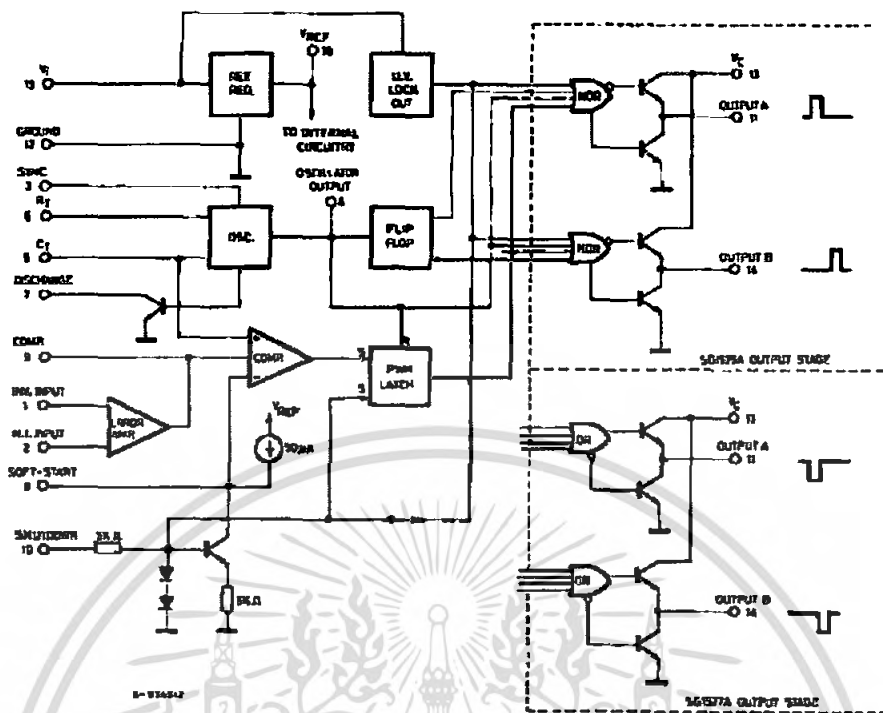
2.7.1 ส่วนแรงดันอ้างอิง

SG3525 ประกอบด้วยวงจรรักษาระดับแรงดันอ้างอิง +5 V อยู่ภายใน เพื่อจ่ายให้ระบบฐานเวลาและวงจรควบคุมภายใน ซึ่งสามารถนำไปใช้งานภายนอกที่ขา 16 ของ ไอซีและจ่ายกระแสได้สูงสุด 50 mA

2.7.2 ส่วนวงจรผลิตความถี่

ความถี่ของวงจรสามารถกำหนดได้โดยต่อความต้านทานภายนอก R_T เพื่อประจุกระแสคงที่สู่ตัวเก็บประจุภายนอก C_T เพื่อเตรียมแรงดัน Ramp ให้กับขา 7 แรงดัน Ramp นี้มีค่าจาก 0.6-3.5 V และใช้เป็นจุดอ้างอิงของวงจรเปรียบเทียบ กระแสนี้สามารถหาได้จาก $(5-2V_{BE})/R_T$ หรือประมาณ $3.6/R_T$ และอยู่ในช่วง 30 μ A-20mA โดยการเปลี่ยนค่า R_T

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2-30 แสดงวงจรภายในของไอซีเบอร์ SG3525

เวลาที่ใช้ในการคายประจุของ C_T ใช้กำหนดความกว้างของพัลส์ที่ขา 3 ความกว้างของพัลส์นี้อยู่ในช่วง $0.5\mu\text{s}$ - $5\mu\text{s}$ เมื่อใช้ตัวเก็บประจุค่า 0.001 - $0.1\mu\text{F}$ พัลส์ที่ได้จะถูกนำไปใช้ใน 2 ส่วน โดยใช้เป็นตัวกำหนดค่าเวลาเมื่อ (Dead time) ซึ่งจะใช้ควบคุมไม่ให้เอาต์พุตพัลส์ทั้งสองออกมาในช่วงเวลาเดียวกันและใช้เป็นพัลส์ Trig ให้ Flip-Flop สลับเอาต์พุตออก 2 ช่วง

ถ้าความกว้างของพัลส์นี้มีขนาดเล็กกว่า $0.5\mu\text{s}$ จะทำให้มีสัญญาณออกเพียงหนึ่งเอาต์พุตเท่านั้น ถ้าจำเป็นต้องใช้ค่า C_T ค่าน้อย ๆ จะสามารถทำการขยายความกว้างของพัลส์ได้โดยการขนานตัวเก็บประจุค่า 100 pF แต่ต้องน้อยกว่า 100 pF ที่ขา 3 ลงกราวด์ เมื่อความถี่ ตรงจุดนี้ใช้เป็นสัญญาณซิงค์ให้กับออสซิลโลสโคป ค่าตัวเก็บประจุจากสายเคเบิลจะทำให้ความกว้างของพัลส์เพิ่มขึ้นเล็กน้อย การใช้ตัวต้านทานค่า $2\text{ k}\Omega$ ที่ขา 3 สำหรับเชื่อมต่อกับ สายเคเบิลจะสามารถบอกความกว้างของพัลส์และควิตซ์ไซเคิลสูงสุดที่ยอมรับได้ คาบเวลาของความถี่นี้สามารถกำหนดได้ด้วยค่า R_T และ C_T โดยประมาณค่าเท่ากับ

$$T = R_T / C_T \quad (2-27)$$

2.7.3 ส่วนขยายความผิดพลาด (Error Amplifier)

การชดเชยเพื่อคงค่าหรือรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตสามารถทำได้ในส่วน Error Amp ซึ่งมีอินเวอร์ตติ้งอินพุตที่ขา 2 โดยมีเอาต์พุตที่ขา 9 ซึ่งสามารถต่อเติมส่วนป้อนกลับได้โดยตรงหรือจะชดเชยด้วย RC ฟิเตอร์ที่เอาต์พุตของกราวด์ก็ได้เช่นกันเนื่องจากอัตราขยายของวงจรมีเปิดรูปสามารถลดหรือเพิ่มได้โดยตรงจากค่าโหลด โดยถ้าโหลดมีค่าเป็นอนันต์ อัตราขยายจะมีค่า 80 dB และจะลดลงถ้าอิมพีแดนซ์ของโหลดลดลง ถ้ากระแสโหลดออกจากขา 9 ถึง 200 μA วงจรจะหยุดจ่ายสัญญาณพัลส์ที่เอาต์พุต 2.7.4 ส่วนจำกัดกระแส

การจำกัดกระแสกระทำได้โดยการใช้ขา 4 และขา 5 ตรวจจับแรงดัน ถ้าแรงดันที่ขา 5 มากกว่าขา 4 ถึง 200 mV วงจรจะหยุดการจ่ายสัญญาณพัลส์ออกทางเอาต์พุต

2.7.4 ส่วนหยุดของการทำงานของวงจร

ที่ขา 10 สามารถใช้แรงดันในระดับลอจิกสูงป้อนเพื่อหยุดการทำงานของวงจรได้

2.7.5 เอาต์พุตสวิทช์

ไอซีเบอร์ SG3525 นั้นมีเอาต์พุตสวิทช์เป็นขาอิมิตเตอร์และขาคอลเล็กเตอร์ ซึ่งสามารถนำไปใช้ต่อกับแหล่งจ่ายและโหลดภายนอกได้และสามารถนำกระแสได้สูงสุด 50 mA ในแต่ละช่องการติดต่อสวิทช์ในแต่ละช่องจะไม่ทำในเวลาเดียวกันดังนั้นความถี่ของการทำงานของสวิทช์จะเป็นเพียงครึ่งหนึ่งของความถี่ในส่วนของออสซิลเลเตอร์ ไอซี SG3525 สามารถนำเอาต์พุตมาต่อขนานกัน เพื่อให้ทำงานเป็นสวิทช์หรือควบคุมสวิทช์กำลังตัวเดียวได้โดยตรง ความถี่ที่ได้นั้นจะเป็นสองเท่าหรือเท่ากับค่าความถี่ของส่วนออสซิลเลเตอร์ ซึ่งสามารถผลิตความถี่ได้ถึง 300 kHz และมีความผิดพลาดจากคาบเวลาที่กำหนดไว้ 5%

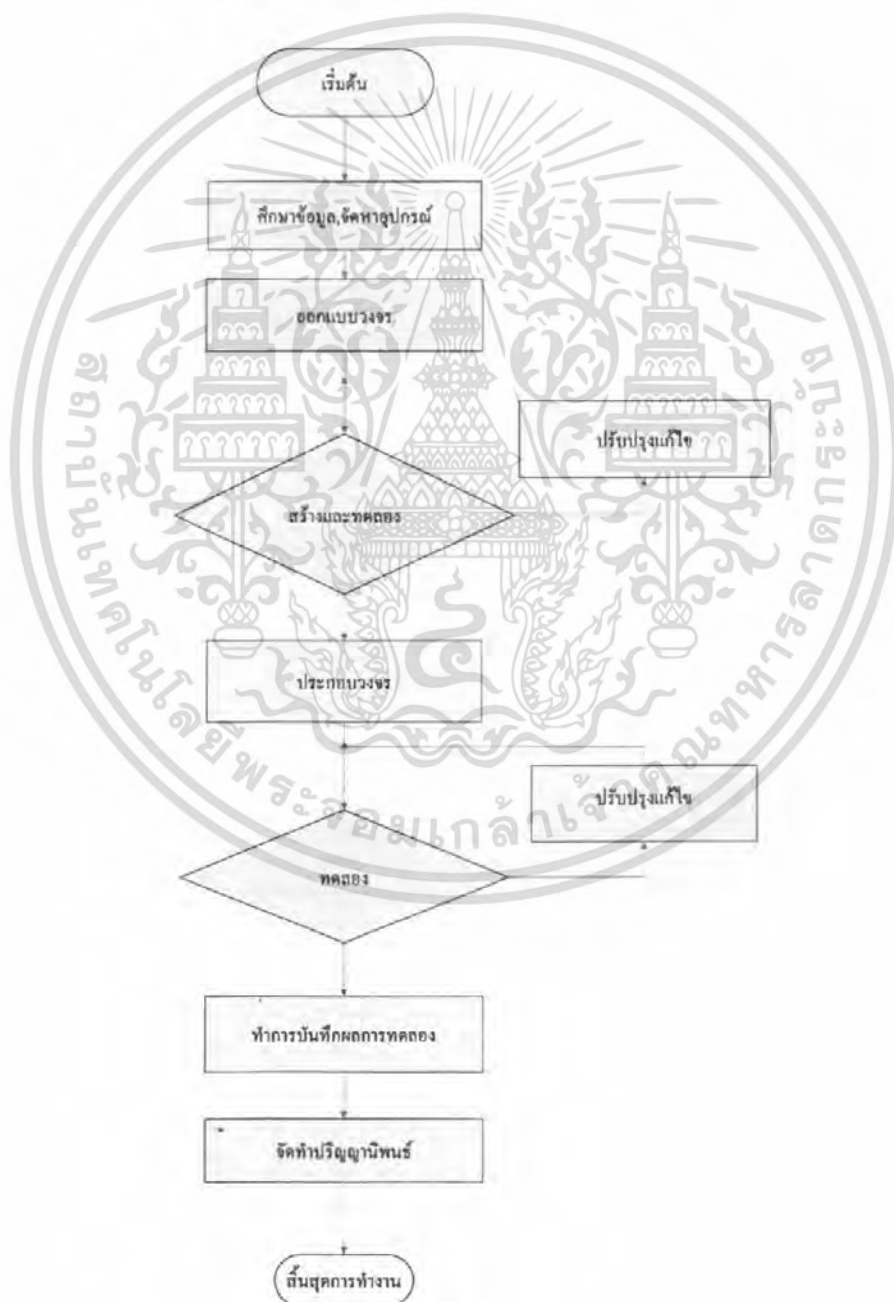
บทที่ 3

วิธีการดำเนินงาน

ในโครงการปริญญานิพนธ์นี้เป็นการสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ซึ่งขนาด 3000 watt ซึ่งแสดงในบล็อกไดอะแกรมการทำงานของแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

3.1 แผนผังการดำเนินงาน

ในการจัดทำโครงการสวิตช์ซึ่งขนาด 3000 watt สามารถจัดขั้นตอนการดำเนินงานดังนี้



ภาพที่ 3-1 แสดงขั้นตอนการดำเนินงาน

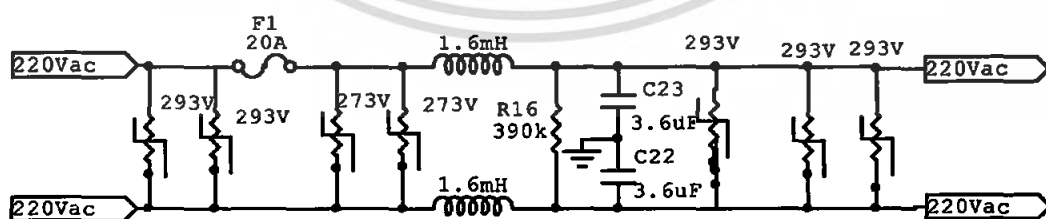
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 วงจรภาคกำลังความถี่ต่ำ

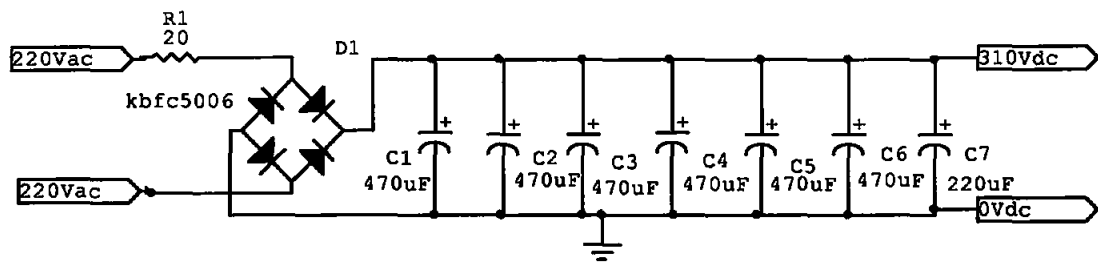
วงจรภาคกำลังความถี่ต่ำ มีส่วนประกอบที่สำคัญคือ

- วงจรไลน์ฟิลเตอร์ (Line Filter)
- ตัวเก็บประจุกรองแรงดัน (C_m)
- วงจรเรียงกระแส

วงจรตามภาพที่ 3-2 เป็นวงจรเรียงกระแสโดยจะทำหน้าที่กรองและป้องกันแรงดันไฟเกิน 220 Vac โดยจะมีวารีสเตอร์สามารถนำไปใช้งานที่เกี่ยวกับไฟกระแสสลับ ซึ่งไดโอดที่นิยมนำมาใช้ป้องกันวงจรทั่วไปไม่สามารถใช้งานได้ การทำงานของวารีสเตอร์นั้น สามารถเข้าใจได้ง่าย โดยพิจารณาว่าเป็นซีเนอร์ไดโอดสองตัวต่อหลังชนกันเมื่อค่าแรงดันที่ป้อนให้วารีสเตอร์ต่ำกว่าค่าที่กำหนดไว้ กระแสจะไหลได้น้อย เนื่องจากค่าความต้านทานสูง เมื่อแรงดันเพิ่มขึ้น ค่าความต้านทานจาก input ก่อนจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรง 310 Vdc ดังภาพที่ 3-2 แหล่งจ่ายไฟตรงทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกำลังให้กับวงจรแปรผันไฟตรงแบบวงจรบริดจ์เต็ม (Full-Bridge Converter) โดยจะรับแรงดันไฟกระแสสลับ 220 โวลต์ 50 Hz 1 เฟส ผ่านวงจรเรียงกระแสแบบเต็มบริดจ์และวงจรกรองแรงดันซึ่งใช้ค่าตัวเก็บประจุที่ทำให้ได้ค่าแรงดันไฟตรงประมาณ 310 โวลต์ ทำให้แรงดันด้านออกของวงจร กรองแรงดันมีแรงดันกระเพื่อมลดน้อยลงและกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านสวิตช์นั้นมีค่าสูงสุดประมาณ 33 แอมแปร์และมีค่ากระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสประมาณ 21 แอมแปร์ สามารถเลือกอุปกรณ์ที่เป็นไดโอดกำลังแบบเต็มบริดจ์ที่มีความสามารถรับกระแสไฟฟ้าได้ประมาณ 2 เท่าของค่าอาร์เอ็มเอส ซึ่งมีค่าประมาณ 42 แอมป์ ในที่นี้เลือกใช้ค่า 50 แอมป์ 600 โวลต์ ค่าตัวเก็บประจุของวงจรเลือกใช้ C_o ที่ค่า 3300 ไมโครฟารัด 2 ตัวต่อขนานกันหมายเหตุโดยตัวเก็บประจุ 400V จะเป็นตัวขนาดใหญ่มากและค่า C ก็ไม่มากด้วยดังนั้นจึงใช้ 470 ไมโครฟารัด 6 ตัวต่อขนานกัน



ภาพที่ 3-2 แสดงวงจรเรียงกระแสและวงจรกรองแรงดัน 220 Vac



ภาพที่ 3-3 แสดงวงจรบริดจ์ 310 Vdc

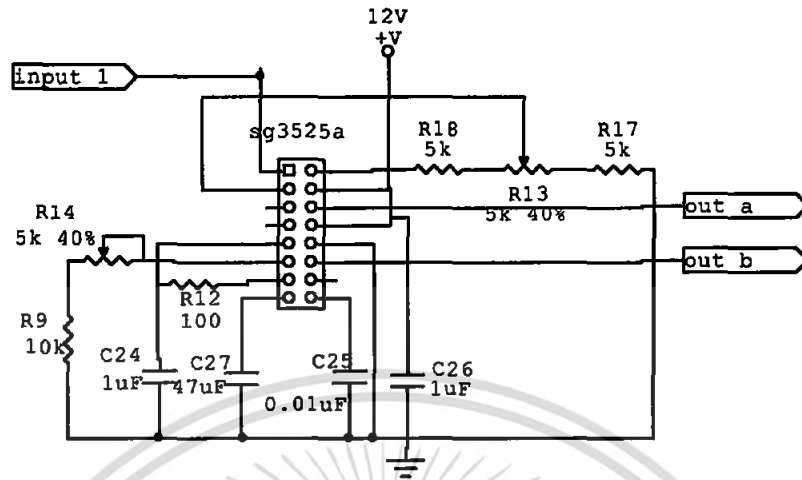
ความต้านทานที่ต่ออนุกรมกับ ไดโอดกำลังแบบเต็มบริดจ์ ทำหน้าที่จำกัดกระแสกระชากที่เกิดขึ้นในวงจรขณะเริ่มเปิดเครื่องแหล่งจ่ายไฟ ตัวเก็บประจุซึ่งเป็นวงจรกรองแรงดัน ในช่วงเวลาที่แรงดันของตัวเก็บประจุยังมีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ เริ่มทำการชาร์จประจุจะเหมือนกับมีการลัดวงจรเกิดขึ้นจึงทำให้มีกระแสไฟฟ้าไหลเข้าตัวเก็บประจุจำนวนมากและจะเกิดกระแสไฟกระชากขึ้นจำนวนมากในวงจร ดังนั้นในการกำหนดค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรมไว้ในวงจรต้องมีค่าที่เหมาะสม การควบคุมกระแสไฟกระชาก ได้กำหนดไว้ “เมื่อเริ่มเปิดเครื่อง แรงดันไฟกระชากจะถูกจำกัดด้วยค่าความต้านทานที่เหมาะสม เมื่อตัวเก็บประจุถูกชาร์จจนเต็มแล้ว แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับ 310 Vdc” เวลาที่ใช้ในการชาร์จประจุของตัวเก็บประจุตั้งแต่เริ่มชาร์จประจุจนกระทั่งชาร์จประจุเต็มจะต้อง ใช้เวลาพอสมควร หลังจากเปิดสวิตซ์เครื่องจ่ายไฟอิเล็กทรอนิกส์

3.3 ภาคควบคุมและขับเคลื่อน

ภาคควบคุมและขับเคลื่อน ประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้

- วงจรสร้างสัญญาณ มอดูเลตความกว้างพัลส์แบบเลื่อนเฟส
- วงจรกำเนิดสัญญาณควบคุม
- วงจรจ่ายไฟเลี้ยงควบคุม
- วงจรขับนำเกต

3.3.1 วงจรสร้างสัญญาณ มอดูเลตความกว้างพัลส์



ภาพที่ 3-4 แสดงวงจรสร้างสัญญาณ มอดูเลตความกว้างพัลส์

SG3525 เป็นไอซีที่ถูกออกแบบมาเพื่อปรับปรุงการทำงาน และลดส่วนของอุปกรณ์ภายนอกที่จะต้องต่อเพิ่มเติมในการออกแบบสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยภายในจะมีแรงดันอ้างอิง +5.1 โวลต์ ที่มีความผิดพลาดไม่เกิน 1% ส่วนที่ขา Sync ซึ่งเป็นอินพุตหนึ่งของวงจร ส่วนออสซิลเลเตอร์ก็สามารถต่อใช้งานร่วมกับวงจรอื่น ๆ หรือทำงาน โดยใช้สัญญาณนาฬิกาจากภายนอกได้และภายในยังประกอบไปด้วยวงจร soft-start ซึ่งสามารถต่อใช้งานได้ง่าย โดยการต่อตัวเก็บประจุภายนอกเพิ่มเข้าไปที่ตำแหน่งขา CT และขา Discharge สามารถต่อตัวต้านทานเพื่อกำหนด ช่วงเวลาเพื่อ (Dead Time) ส่วนขา shutdown จะสามารถควบคุมได้ทั้งวงจร soft-start และสถานะเอาต์พุต ซึ่งจะอยู่ในสถานะ off ตลอดช่วงที่ PWN แลตซ์ ได้รับพัลส์ชัตดาวน์นอกจากนี้ชิ้นเอาต์พุตสามารถจ่ายกระแสได้มากกว่า 200 mA

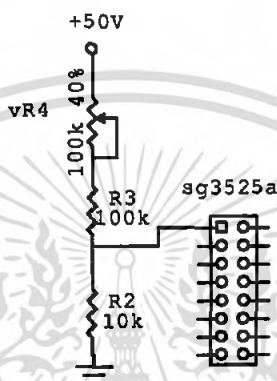
คุณสมบัติโดยทั่วไป

- ทำงานในโหมดควบคุมจากแรงดัน
- ที่ขา Vref จะจ่ายแรงดันไฟตรงออกมาประมาณ 5.1 โวลต์
- ย่านความถี่ของออสซิลเลเตอร์อยู่ที่ประมาณ 50kHz-60kHz
- สามารถต่อสัญญาณนาฬิกาจากภายนอก
- สามารถปรับช่วงเวลาเพื่อ (Dead time) ได้ด้วยการต่อตัวต้านทาน R ที่ระหว่างขา CT (ขา 5) และขา Discharge (ขา 7)
- สามารถชัตดาวน์ได้ด้วยการตรวจสอบ พัลส์ต่อพัลส์
- สามารถจ่ายสัญญาณเอาต์พุตออกมาพร้อมกันได้ 2 จุด คือที่ขา 11 และขา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 ภาคควบคุมแรงดัน

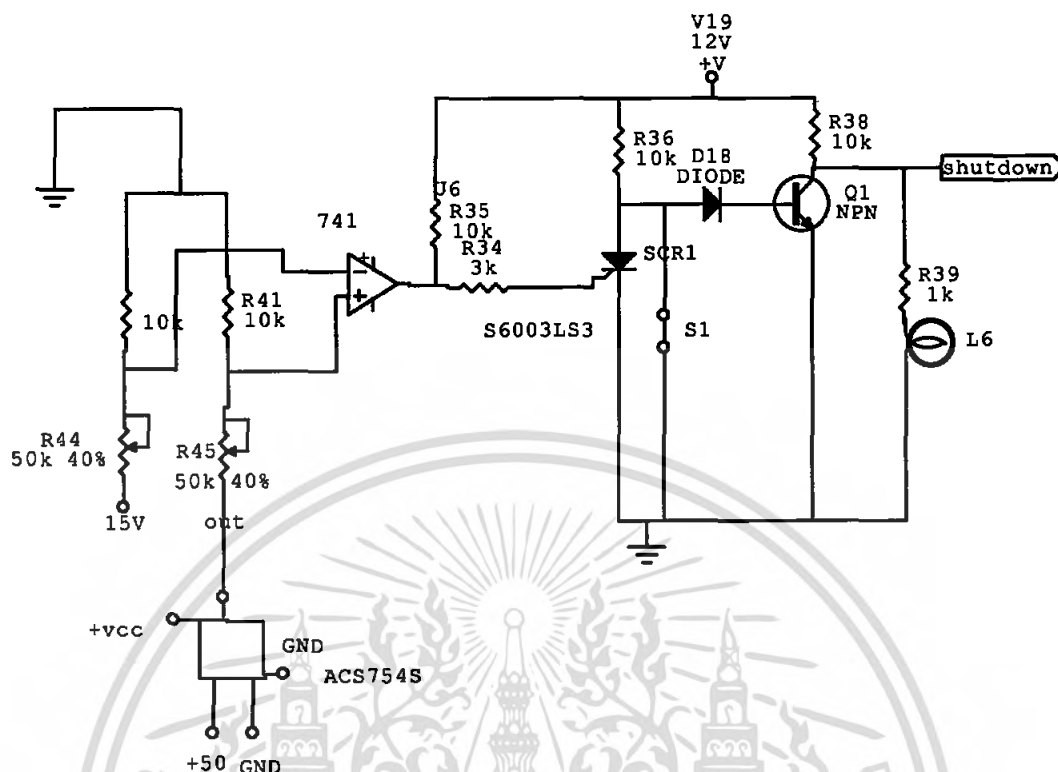
มีแรงดัน 50 โวลต์ มาผ่านวงจรแบ่งแรงดันประกอบด้วย VR_4 และ R_3 ทางด้านไฟบวก ทางด้านไฟเอาต์พุตแรงดันที่ผ่านการแบ่งแล้วนี้จะเป็นแรงดันแสดงสถานะของค่าแรงดันทางเอาต์พุตจะได้ 2.5V และจะเป็นตัวกำหนดอัตราขยายของวงจรขยายความผิดพลาดส่วน IC SG3525A และ VR_3 จะทำหน้าที่ปรับเลือกค่าแรงดันทางเอาต์พุตตามที่ต้องการดังภาพที่ 3-5



ภาพที่ 3-5 แสดงวงจรควบคุมแรงดัน

3.3.3 ภาคตรวจับกระแส

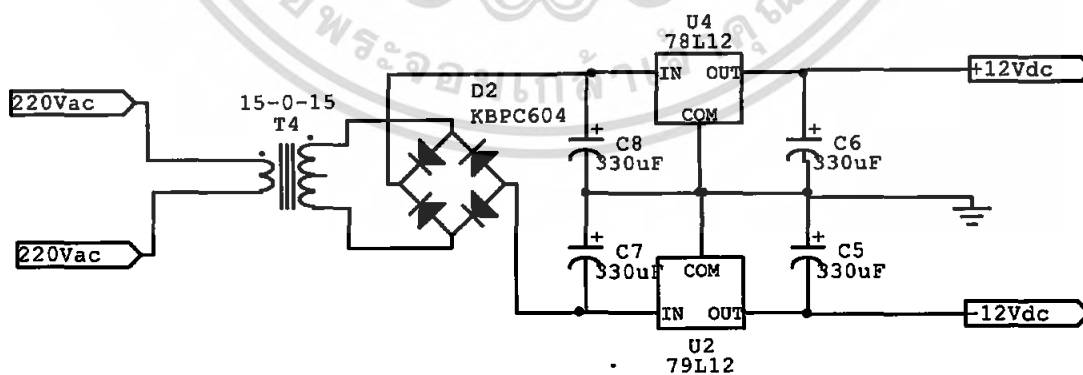
วงจรตรวจับกระแสในโครงการนี้ได้ออกแบบวงจรป้องกันกระแสเกินโดยตั้งค่าไว้ไม่ให้เกินประมาณ 200 A โดยการใช้อุปกรณ์ตรวจสอบกระแส ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนกระแสให้เป็นแรงดันโดยการต่ออนุกรมกับเอาต์พุต 50 V แรงดันที่ได้จะถูกขยายให้มีค่าแรงดันสูงขึ้นเมื่อเกิดสถานะกระแสเกิน 200 แอมป์หรือมากกว่า 100 A ก็จะทำให้ SCR มีสัญญาณไปให้ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน มีผลให้ขา 10 ของไอซี SG3525A ซึ่งเป็นค่า Shutdown ก็จะตัดการทำงานของวงจรสร้างสัญญาณมอดูเลต ความกว้างพัลส์เมื่อโหลดคิ่งกระแสเกินจะทำให้ LED ติดสว่าง



ภาพที่ 3-6 แสดงภาคตรวจจับกระแส

3.3.4 ภาคแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรควบคุม

ในโครงการนี้จะต้องใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงหลายระดับซึ่งสามารถแบ่งออกได้ ดังนี้

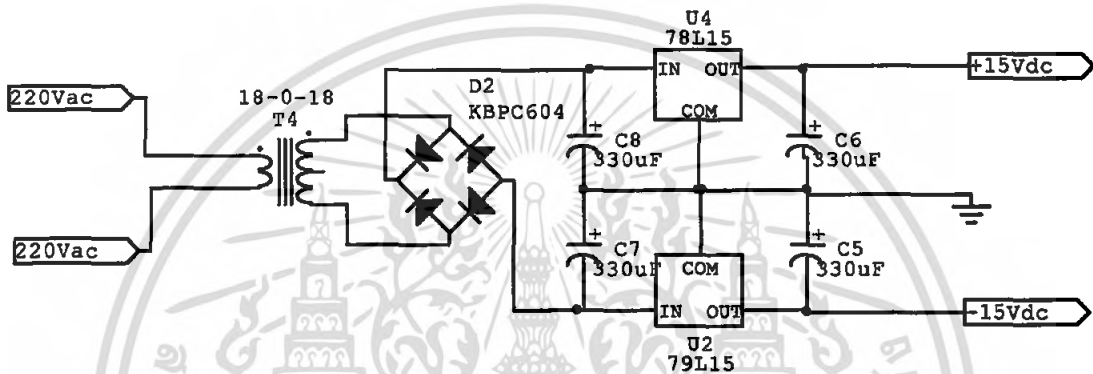


ภาพที่ 3-7 แสดงแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง $\pm 12\text{Vdc}$ ที่ใช้ในวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟ +12 โวลต์ ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันสำหรับ SG3525 เพื่อสร้างสัญญาณไปใช้ในชุดขับเกตและยังจ่ายไฟเลี้ยงชุดทรานซิสเตอร์ไคร์เพื่อจ่ายสัญญาณไปยังหม้อแปลงพัลส์ โดยใช้ไอซี 7812 รักษาระดับแรงดัน 12 โวลต์

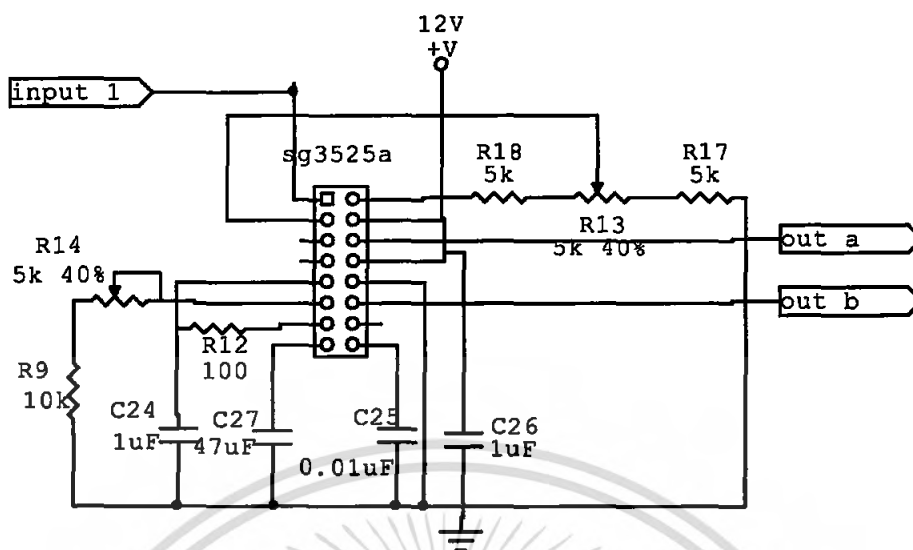
แหล่งจ่ายไฟ ± 12 โวลต์ สำหรับออปแอมป์ในวงจรควบคุมแรงดัน โดยทำหน้าที่เป็นการจ่ายแรงดัน ± 12 โวลต์ ให้กับออปแอมป์ให้พร้อมที่จะทำงานเมื่อมีสัญญาณป้อนผ่านเข้ามาซึ่งใช้ ไอซี 7812 รักษาระดับแรงดัน +12 โวลต์ และ ไอซี 7912 รักษาระดับแรงดัน -12 โวลต์



ภาพที่ 3-8 แสดงแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง ± 15 Vdc ที่ใช้ในวงจร

3.3.5 ภาคกำเนิดสัญญาณควบคุม

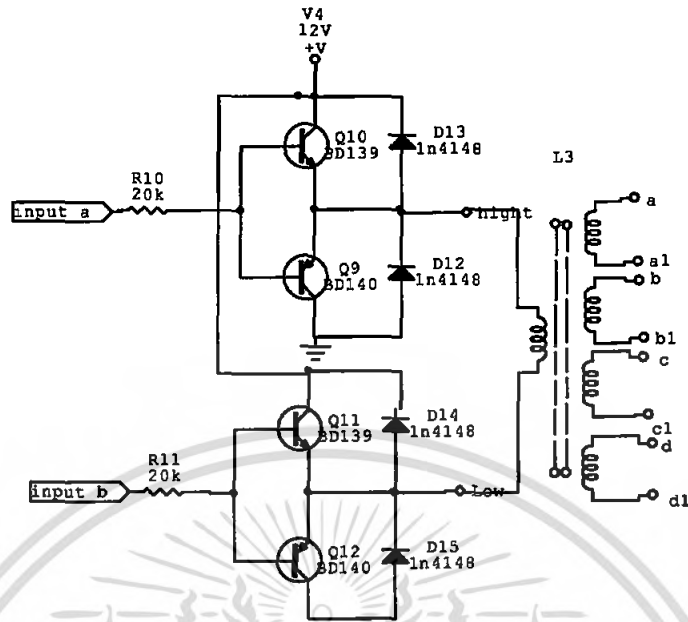
วงจรกำเนิดสัญญาณควบคุมในส่วนนี้ทำหน้าที่สร้างสัญญาณไปขับนำเกตของ IGBT ทั้งสี่ชุดในวงจรคอนเวอร์เตอร์ซึ่งจะต้องควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ต่าง ๆ และช่วงจังหวะเวลาการทำงานของ IGBT เพื่อให้ได้รูปคลื่นของแรงดันด้านเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ที่ถูกต้องตามทฤษฎีและไม่ให้แรงดันความเสียหายนี้ขึ้นกับอุปกรณ์ซึ่งวงจรควบคุมนี้จะประกอบด้วยวงจรต่าง ๆ จากภาพที่ 3-9 จะสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมออกมาเพื่อนำสัญญาณที่ได้ไปมอดูเลต (Modulated) กับสัญญาณป้อนกลับที่ได้จากวงจรของภาคขยายความต่าง (Error Amplifier) แล้วจะได้สัญญาณ PWM (Pulse Width Modulation) ซึ่งสามารถปรับความกว้างพัลส์ (Pulse) ได้ตามที่ต้องการ ที่มีความถี่เอาต์พุตเท่ากับ 50-60 กิโลเฮิร์ตซ์ เพื่อนำสัญญาณ PWM ที่ได้ไปขับนำเกตของ IGBT ของวงจรคอนเวอร์เตอร์



ภาพที่ 3-9 วงจรกำเนิดสัญญาณควบคุม

3.3.6 ภาคขับนำเกต

วงจรมีหน้าที่ขับนำเกต IGBT ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ให้นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ตามสัญญาณ PWM ที่ถูกสร้างขึ้นมาตามต้องการ วงจรขับนำเกตในโครงการนี้เลือกใช้วงจรขับนำเกตโดยใช้เป็นแบบหม้อแปลงในภาพที่ 3-10 สัญญาณที่ได้จากไอซีเบอร์ SG3525 นำมาจ่ายเป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรขับนำเกตผ่านแหล่งจ่ายไฟที่จ่ายให้หม้อแปลงนั้นใช้ +12 โวลต์ หม้อแปลงขับนำเกตใช้เป็นหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ซึ่งทำงานที่ความถี่สูงได้ดี ในที่นี่ใช้แกนเฟอร์ไรต์เบอร์ EI²⁸ ใช้ลวดเบอร์ SWG 32 พันด้านขดลวดปฐมภูมิ 1 ชุดจำนวน 30 รอบ และด้านทุติยภูมิ 4 ชุด จำนวน 30 รอบเท่ากัน โดยขดลวดทุติยภูมิทั้งสองชุดจะพันพร้อมกันเพื่อให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ใกล้เคียงกันมากที่สุด ทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตที่ใช้ขับ IGBT อัตราส่วนระหว่างขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิเป็น 1:1 และสัญญาณ PWM จะผ่านไดโอด เพื่อไม่ให้แรงดันขั้วเกตเกิน

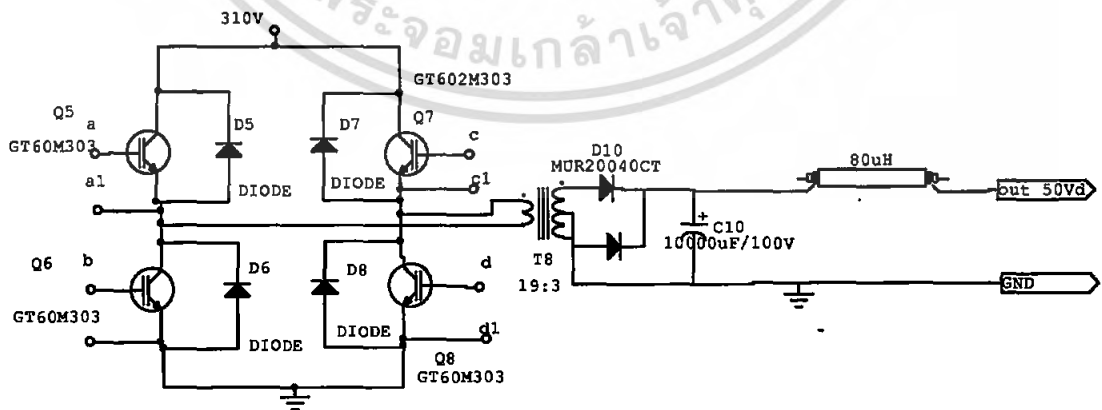


ภาพที่ 3-10 แสดงวงจรขั้วนำเกิดของ IGBT ทั้งสี่ชุด

3.4 ภาคกำลังความถี่สูง

วงจรภาคกำลังความถี่สูงมีดังนี้

- วงจรแปลงผันไฟตรงชนิดเต็มบริดจ์ ใช้ IGBT
- หม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้แกนเฟอร์ไรต์เบอร์ EE65x2
- วงจรเรียงกระแสทางด้านขาออกใช้ไดโอดเบอร์ MURP20040CT



ภาพที่ 3-11 วงจรแปลงผันไฟตรงชนิดเต็มบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก. หม้อแปลงความถี่สูง

หม้อแปลงความถี่สูงจะทำหน้าที่ลดแรงดันด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ (DC to AC) เพื่อให้มีแรงดันและกระแสที่เหมาะสมและทำให้มีการแยกกันระหว่างวงจรอินเวอร์เตอร์กับส่วนประกอบอาร์กเชื่อมของชิ้นงาน หม้อแปลงความถี่สูงจะมีอัตราส่วนของจำนวนรอบขดปฐมภูมิต่อขดทุติยภูมิประมาณ 19:3 จากการคำนวณกำลังงานจริงที่ชิ้นงานมีค่าเท่ากับ 3,000 วัตต์และได้ประเมินประสิทธิภาพของหม้อแปลงความถี่สูงไว้ประมาณ 80 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นกำลังจริงที่จ่ายให้กับทางด้านอินพุตมีค่าประมาณ 3,750 วัตต์

การเลือกขนาดของแกนหม้อแปลงได้เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ชนิด EE65 จำนวน 2 คู่ และความถี่การทำงานสวิตซ์เท่ากับ 60 กิโลเฮิร์ตซ์

ข. วงจรเรียงกระแส

ในส่วนของวงจรเรียงกระแสด้านเอาต์พุตจะทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงเท่ากับ 60 กิโลเฮิร์ตซ์เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันเอาต์พุต (ขั้วบวกและขั้วลบ) ขนาดประมาณ 50 โวลต์ ขณะยังไม่ได้ทำกับ โหลดมีกระแสสูงสุด 60 แอมแปร์ถ้าแรงดันตกหรือปรับแรงดันไฟให้น้อยกว่า 50 โวลต์ กระแสอาจจะเพิ่มขึ้น ดังนั้นวงจรที่ใช้ในโครงการงานปริญญาโทนี้เลือกใช้ไดโอดกำลังขนาด 200 แอมแปร์ 400 โวลต์

3.5 การออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์

หากำลังงานจริงด้านเอาต์พุต (P_o)

$$P_o = I_{dc(max)} \times V_{dc,sh} \quad (3-1)$$

เมื่อ P_o คือ กำลังงานด้านเอาต์พุตเป็นวัตต์
 $I_{dc(max)}$ คือ ค่ากระแสไฟตรงที่เอาต์พุต เท่ากับ 120 แอมแปร์
 $V_{dc,sh}$ คือ ค่าแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุตขณะเชื่อมชิ้นงาน เท่ากับ 25 โวลต์

$$\begin{aligned} \therefore P_o &= 60 \times 50 \\ &= 3,000 \text{ วัตต์} \end{aligned}$$

จากสูตร
$$T = \frac{1}{f} \quad (3-2)$$

เมื่อ T คือ ค่าคาบเวลาการทำงาน เป็น ไมโครวินาที
 f คือ ค่าความถี่การทำงานของสวิทช์ เท่ากับ 60 กิโลเฮิร์ตซ์

$$\therefore T = \frac{1}{60 \times 10^3}$$

$$= 16.67 \text{ ไมโครวินาที}$$

กำหนดให้คาบเวลาสูงสุดที่มอสเฟตกำลังนำกระแส เท่ากับ 40 เปอร์เซ็นต์

เมื่อ $t_{on(max)}$ คือ ค่าคาบเวลาการทำงาน เป็น ไมโครวินาที

$$t_{on(max)} = 0.4T$$

$$t_{on(max)} = 0.4 \times 16.67$$

$$= 6.668 \text{ ไมโครวินาที}$$

ค่าแรงดันไฟสลับปกติขณะคอนเวอร์เตอร์หยุดนำกระแส จะมีค่าเพื่อดังนี้

$\pm 10\%$ for steady -state tolerance
 $\pm 15\%$ for steady tolerance on top

จากสูตร
$$V_{dc(max)} = 1.41 \times V_{ac} (10\%) \times (+15\%)$$

$$V_{dc(min)} = 1.41 \times V_{ac} (-10\%) \times (-15\%)$$

$$V_{dc(max)} = 1.41 \times 220 \times 1.1 \times 1.15 = 392 \text{ โวลต์}$$

$$V_{dc(min)} = 1.41 \times 220 \times 0.9 \times 0.85 = 237 \text{ โวลต์}$$

เมื่อ $V_{dc(max)}$ คือ แรงดันไฟตรงสูงสุด เป็นโวลต์
 $V_{dc(min)}$ คือ แรงดันไฟตรงต่ำสุด เป็นโวลต์

$$P_{in} = 1.25 P_o$$

$$P_{in} = V_{dc(min)} (0.41 \text{ pf})$$

$$I_{pf} = \frac{3.13 P_o}{V_{dc(min)}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ I_{pr} คือ ค่ากระแส flat-topped ที่ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ เป็น แอมแปร์

$$I_{pr} = \frac{3.13 \times 3000}{237}$$

$$= 39 \text{ แอมแปร์}$$

$$I_{p(ms)} = I_{pr} \sqrt{\frac{t_{on(max)}}{T}}$$

เมื่อ $I_{p(max)}$ คือ ค่ากระแสอาร์เอ็มเอสที่ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ เป็น แอมแปร์

$$\therefore I_{p(ms)} = 39\sqrt{0.4}$$

$$\approx 24 \text{ แอมแปร์}$$

การออกแบบแหล่งจ่ายไฟตรง

เนื่องจากกระแส $I_{p(ms)}$ มีค่าประมาณ 24 แอมแปร์ และกำหนดค่า safety factor เท่ากับ 2 เท่าของ I_{pr}

\therefore ขนาดของกระแส rectifier เท่ากับ 48 แอมแปร์ ดังนั้นจึงเลือกค่ากระแสไดโอดบริดจ์เท่ากับ 50 แอมแปร์ ที่แรงดัน 600 โวลต์

การออกแบบ IGBT

ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิและ IGBT มีค่าเท่ากับ 24 แอมแปร์กำหนดค่า Safety Factor เท่ากับ 2 เท่าของ I_{pr} ดังนั้นขนาดกระแสที่ IGBT จะรับได้ เท่ากับ 48 แอมแปร์

จากสูตร

$$V_{rms} = 1.3 \times V_{dc(max)} \quad (3-3)$$

เมื่อ V_{rms} คือ ค่าแรงดัน Stress สูงสุดที่ดักคร่อมมอสเฟตกำลังขณะหยุดนำกระแสเป็น โวลต์ (V_{DS})

1.3 คือ ค่าแรงดัน leakage spikes ต่ำสุด เท่ากับ 30 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันไฟตรงสูงสุด

$$V_{rms} = 1.3 \times 392$$

$$= 510 \text{ โวลต์}$$

ในที่นี้เลือกใช้ IGBT 1200V 60A ที่ 25° ใช้ IGBT ขนาดกันจำนวน 4 ตัว เป็นสวิตช์กำลัง 1 ชุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 การออกแบบหม้อแปลง

หาจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ

จากกฎของฟาราเดย์

$$N_p = \frac{(V_{dc(min)} - 2) \times T \times 0.4 \times 10^8}{A_c d_b} \quad (3-4)$$

- เมื่อ N_p คือ ค่าจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ เป็น รอบ
 $V_{dc(min)}$ คือ ค่าแรงดันต่ำสุดที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ เท่ากับ 237 โวลต์
 T คือ ช่วงคาบเวลาการทำงานเท่ากับ 16.67 ไมโครวินาที
 A_c คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ เท่ากับ 5.13 ตารางเซนติเมตร
 d_b คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์เท่ากับ 1600 เกาส์

เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE65 ที่ความถี่การทำงาน 60 กิโลเฮิร์ตซ์ และมีค่าการเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดประมาณ 1600 เกาส์

$$N_p = \frac{(237 - 2)(16.67 \times 10^{-6} \times 0.4) \times 10^8}{5.13 \times 1600}$$

$$= 19 \text{ รอบ}$$

หาขนาดลวดพันทางด้านปฐมภูมิ

$$p = i^2 R \text{ หรือ } p = vi \text{ โดย } v = 310 \text{ Vdc } i = 10 \text{ A}$$

$$P = 310 \times 10$$

$$= 3100 \text{ W}$$

จากกระแสไฟที่ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ $I_{p(rms)}$ มีค่าเท่ากับ 10 แอมแปร์

จากสูตร

$$\text{Circular Mile (CM)} = 400 \times CM \quad (3-5)$$

เมื่อ Circular Mile คือ พื้นที่หน้าตัดของลวดตัวนำ เท่ากับ 300 เซอร์กิวล์มิล (Circular Mile) ต่อกระแส 1 แอมแปร์

$$\begin{aligned} \text{Circular Mile}(CM) &= 400 \times 10 \\ &= 4000 \text{ CM} \end{aligned}$$

พื้นที่หน้าตัดของลวดตัวนำมีค่าเท่ากับ 4000 CM จากตารางเปรียบเทียบเบอร์ลวดตัวนำ อาน้ำยาลวดตัวนำเบอร์ 16 SWG มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ 2,581 CM ในที่นี้จึงเลือกใช้ลวดตัวนำ เบอร์ 16 SWG

$$n = V_i/V_o$$

$$= 310/50$$

$$= 6.2$$

หาจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ (N_s)

จากสูตร

$$n = N_p/N_s$$

(3-6)

$$N_s = 19/6.2$$

$$= 3 \text{ รอบ}$$

จากสูตร

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s}$$

(3-7)

เมื่อ V_p คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิเท่ากับ 308 โวลต์

V_s คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดลวดทุติยภูมิ

N_p คือ ค่าจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิเท่ากับ 18 รอบ

N_s คือ ค่าจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ เท่ากับ 3 รอบ

$$\therefore V_s = \frac{3}{19} \times 308$$

$$= 48 \text{ โวลต์}$$

หาขนาดลวดทางด้านทุติยภูมิ

จากกระแสไฟที่ไหลผ่านขดลวดทุติยภูมิ $I_{s(\max)}$ มีค่าเท่ากับ 48 แอมแปร์

จากสูตร

$$\text{Circular Mile}(CM) = 400 \times I_{dc(\max)} \quad (3-8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ Circular mile คือ พื้นที่หน้าตัดของขดลวดตัวนำ เท่ากับ 400 เซอร์คูลามิว (Circular Mile) ต่อกระแส 1 แอมแปร์

$$\begin{aligned} \text{Circular Mile}(CM) &= 400 \times 60 \\ &= 24000 \text{ CM} \end{aligned}$$

พื้นที่หน้าตัดของขดลวดมีค่าเท่ากับ 24000 CM จากตารางเทียบเบอร์ลวดตัวนำอาบน้ำยา ลวดตัวนำเบอร์ 16 SWG มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ 2,052 CM ในที่นี้จึงสามารถเลือกใช้ลวดตัวนำเบอร์ 16 SWG จำนวน 10 เส้น มาตีเกลียวกันแล้วนำไปพันรอบแกนหม้อแปลง จึงเลือกใช้แกน EE65 2 ตัวจึงทำการพันแกนปฐมภูมิที่ใช้ลวดเบอร์ 16 พัน 19 รอบเส้นเคียว ส่วนค้ำทุติยภูมิ 3 รอบเบอร์ 16 ดีเกรียวกัน 5 เส้น โดยพัน 2 ลูกแต่ละลูกจะมีขนาดเท่ากันคือ 1500W หรืออาจจะมากกว่า 1500 W

3.7 การออกแบบเอาต์พุตไอ้ค (L_o)

จากสูตร

$$L_o = \frac{3V_{osh}T}{I_{o(min)}} \quad (3-9)$$

เมื่อ L_o คือ ค่าความเหนี่ยวนำด้านเอาต์พุตไอ้ค มีหน่วยเป็นเฮนรี
 V_{osh} คือ ค่าแรงดันด้านเอาต์พุตขณะเชื่อมชิ้นงานเท่ากับ 25 โวลต์
 I_{o(min)} คือ ค่ากระแสกระเพื่อมเอาต์พุตต่ำสุดเท่ากับ 15 แอมแปร์
 T คือ คาบเวลาการทำงาน เท่ากับ 16.67 ไมโครวินาที

$$\begin{aligned} L_o &= \frac{3 \times 25 \times 16.67 \times 10^{-6}}{15} \\ &= 83 \text{ ไมโครเฮนรี} \end{aligned}$$

ในที่นี้เลือกใช้ค่าความเหนี่ยวนำเท่ากับ 83 ไมโครเฮนรี พันรอบแกนจำนวน 4 รอบ

บทที่ 4

ผลการดำเนินงาน

4.1 จุดประสงค์การทดสอบ

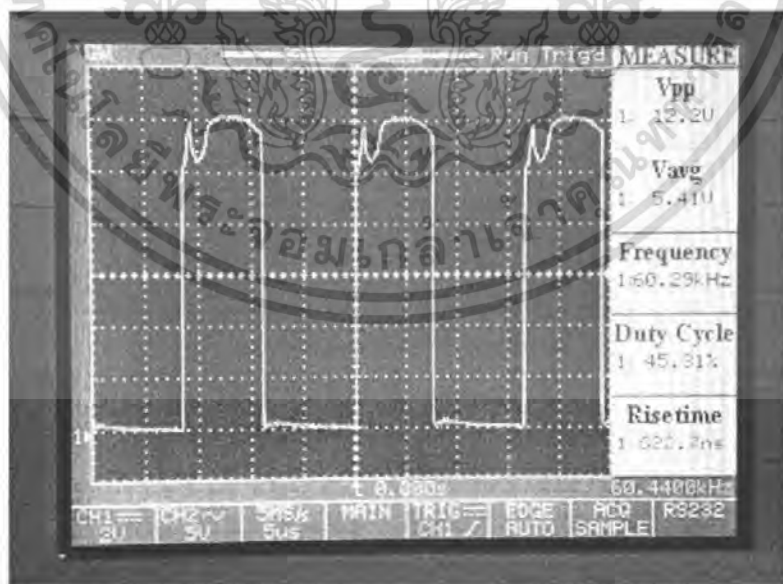
จากการออกแบบและทดสอบวงจรนี้ ได้ทำการวัดสัญญาณและวัดระดับแรงดัน ภายในวงจรควบคุม เพื่อสามารถที่จะวิเคราะห์และเข้าใจหลักการทำงานของเครื่องได้มากยิ่งขึ้น

4.2 ผลการวัดสัญญาณ

การวัดสัญญาณต่าง ๆ ของภาคชุดควบคุมแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบฟลูบริดจ์ที่ได้ทำการทดสอบการทำงานออกเป็นส่วนตัวต่าง ๆ ดังนี้

รูปคลื่นแรงดันภาคสร้างสัญญาณพัลส์และขับเกต

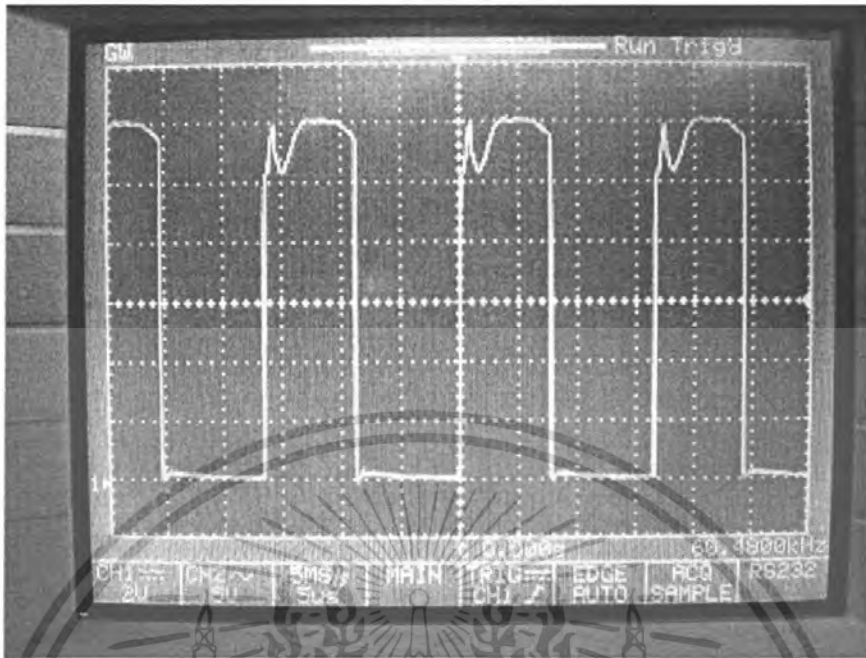
การทดสอบวงจรพัลส์วิดมอดูเลชัน (PWM) การทดสอบในภาคนี้เพื่อวัดรูปคลื่นสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดมอดูเลชัน (PWM) เพื่อนำสัญญาณไปควบคุม IGBT จากภาพที่ 4-1 เป็นรูปคลื่นสัญญาณ ซึ่งเป็นสัญญาณที่ไปจ่ายให้กลับวงจรภาคขับนำเกต โดยที่สัญญาณทั้งสองคือ A และ B สลับกันทำงานในช่วงเวลาที่ต่างกันโดยจะมีมุมต่างกัน 180 องศาสามารถปรับความกว้างของพัลส์และจะมีค่าเวลา Dead Time อยู่เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการลัดวงจรกับตัวเฟสบวกและเฟสลบอันเนื่องมาจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง



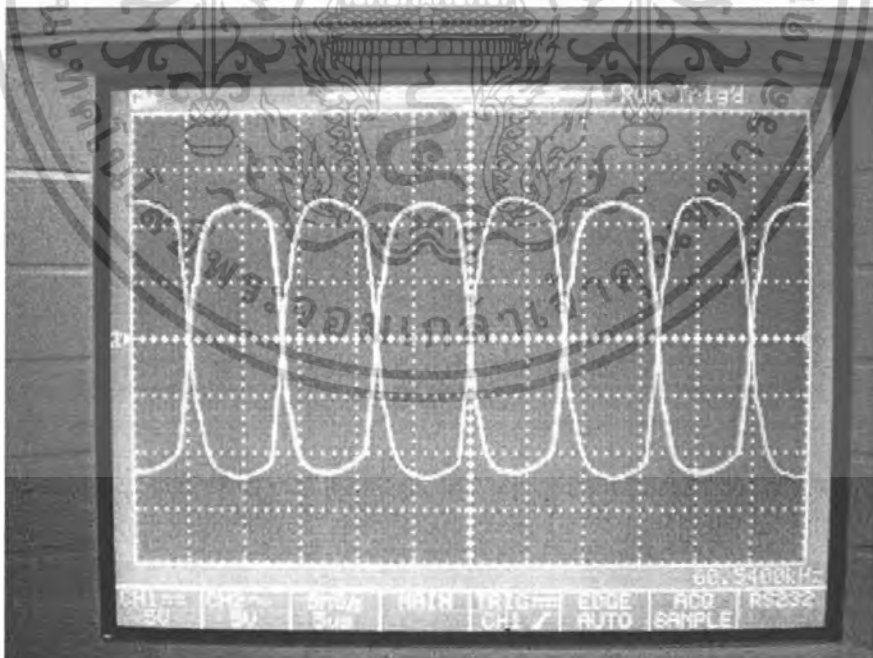
ภาพที่ 4-1 แสดงสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของภาค PWM จากไอซี SG3525

ขา 14 ความถี่เท่ากับ 60 กิโลเฮิร์ตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



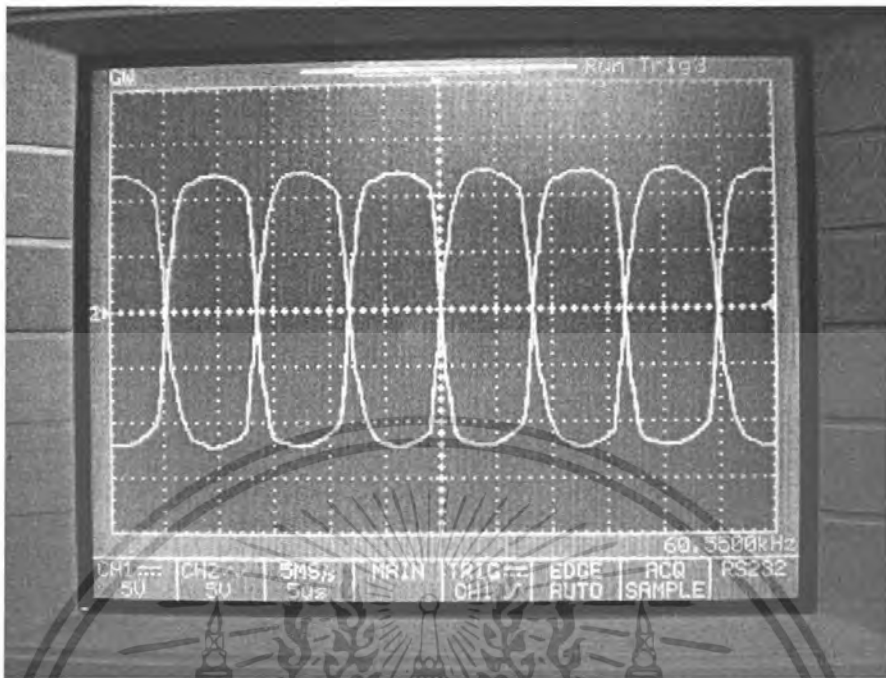
ภาพที่ 4-2 แสดงสัญญาณทางค่านเอาต์พุตของภาค PWM จากไอซี SG3525
ขา 11 ความถี่เท่ากับ 60 กิโลเฮิร์ตซ์



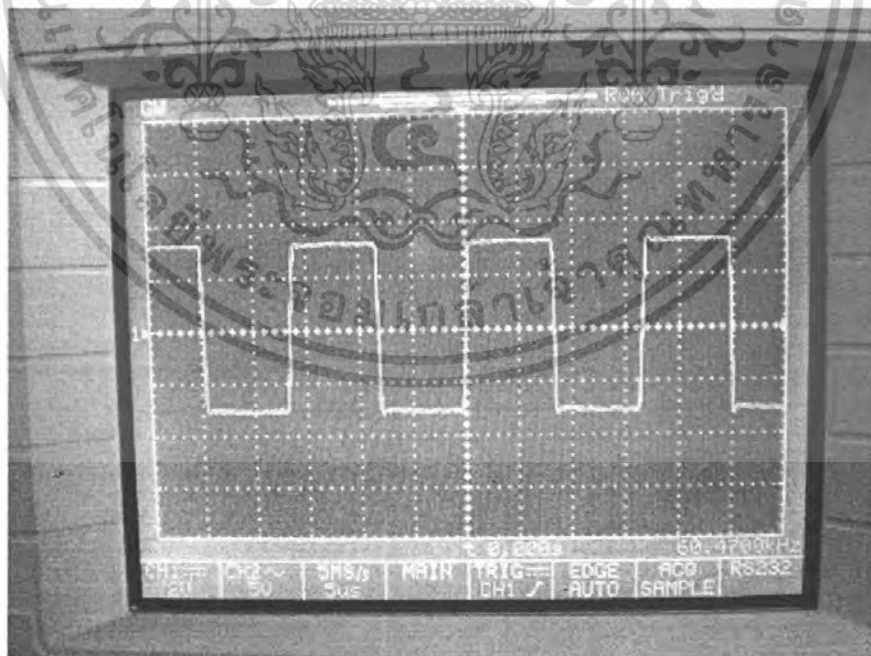
ภาพที่ 4-3 แสดงสัญญาณ PWM จากไอซี SG3525 เมื่อผ่านหม้อแปลงความถี่สูง

เพื่อแยกเอาสัญญาณไปควบคุมวงจรฟลูบรีดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

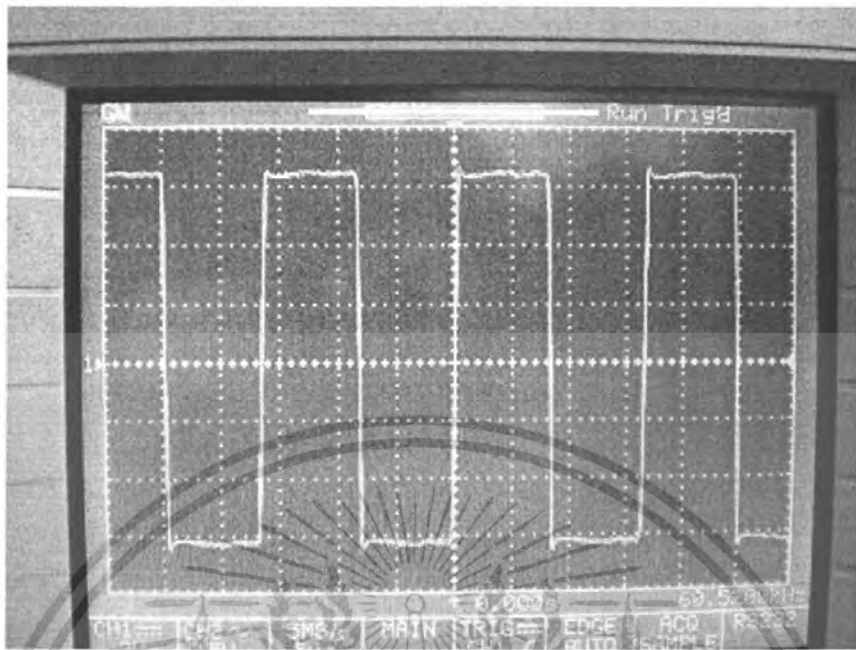


ภาพที่ 4-4 แสดงสัญญาณที่ขาเกตเทียบกับอิมิตเตอร์ของ Q1 Q4 และ Q2 Q3 ในการไบอัสให้ IGBT นำกระแสของแต่ละคู่ต้องไม่เป็นไฟบวกพร้อมกัน

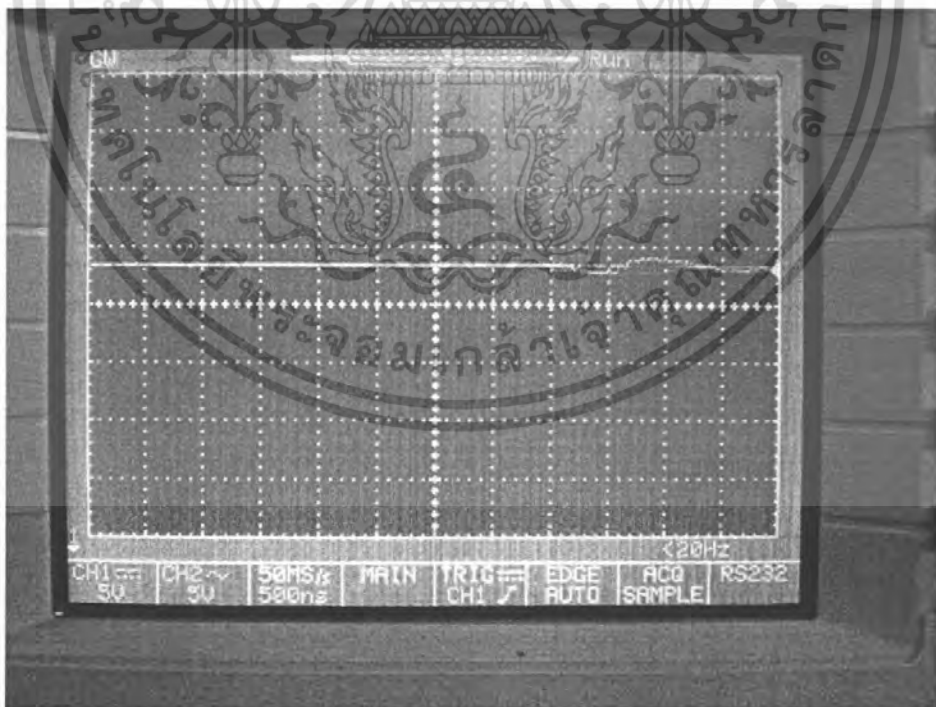


ภาพที่ 4-5 แสดงรูปคลื่นแรงดันด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงขณะยังไม่ต่อโหลด วัดสัญญาณเทียบกราวด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



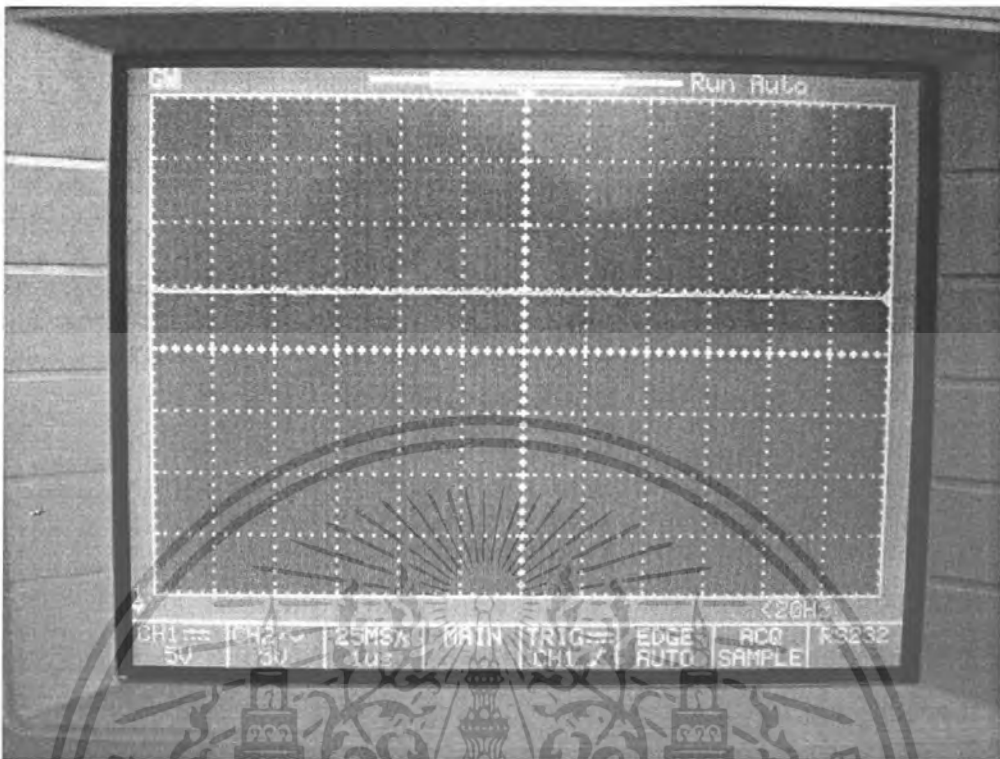
ภาพที่ 4-6 แสดงรูปคลื่นแรงดันด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงขณะยังไม่ต่อโหลด วัดสัญญาณไม่เทียบกราวด์



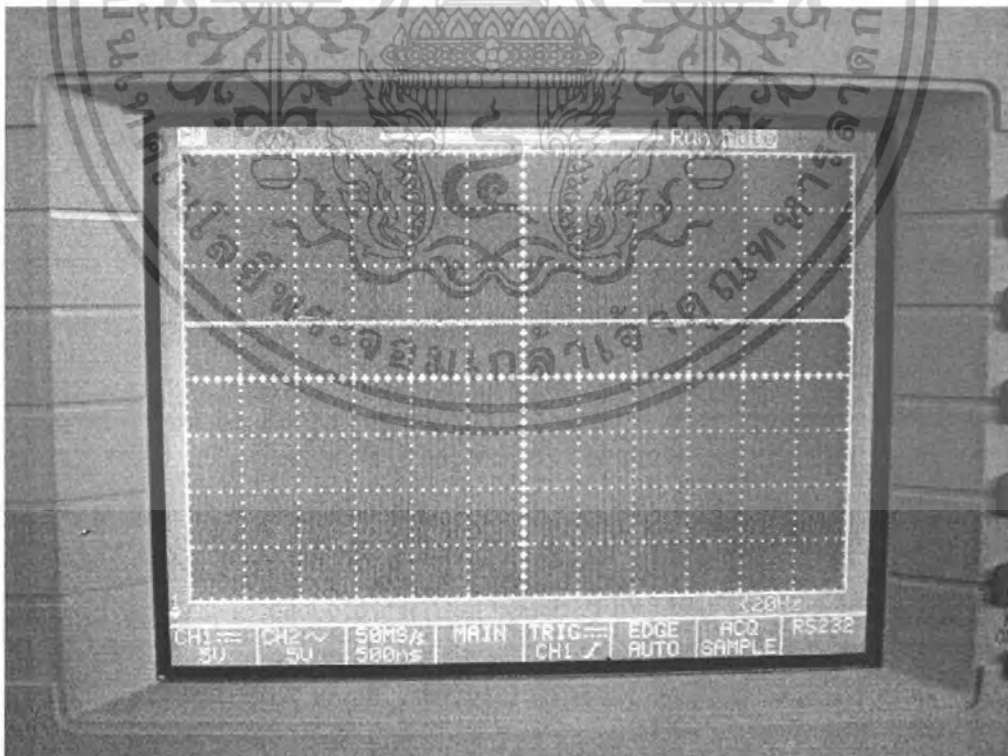
ภาพที่ 4-7 แสดงรูปคลื่นของแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดด้านปฐมภูมิโดยผ่านไดโอด MUR20040CT

โดยมีโหลด 46 โอห์มหรือหลอดไฟ 40 w

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4-8 แสดงรูปคลื่นของแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดด้านปฐมภูมิโดยผ่านไดโอด MUR20040CT โดยมีโหลด 46 โอห์มหรือโหลดไฟ 40 w



ภาพที่ 4-9 แสดงรูปคลื่นของแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดด้านปฐมภูมิโดยผ่านไดโอด MUR20040CT โดยมีโหลด 8.6 โอห์มแสดงผลโดยโหลดไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

5.1 สรุปปัญหาการทดลอง

1. ปัญหาตัวต้านทานป้องกันแรงกระชากไฟ 310 Vdc ทางด้าน input โดยได้ทำการทดลอง เมื่อตัวต้านทานมีค่ามากจะทำให้ค่าเก็บประจุ 400 Vdc เริ่มเก็บประจุจนเต็มจนได้ไฟตรงประมาณ 310 Vdc นำมาใช้งานต่อทางภาค Full bridge Converter แรงดันไฟด้านอินพุตจะตกลงเพราะมีการดึงไฟไปมาก ดังนั้นจึงทำการลดค่าตัวต้านทานป้องกันแรงกระชากลงผลที่ได้ค่าโวลต์จะลดลงเพียงเล็กน้อยเท่านั้นในการทดลองใช้ตัวต้านทานป้องกันแรงกระชาก 100 โอห์ม ที่กระแสไม่เกิน 5A จะเกิดผลกระทบทำให้ตัวต้านทานร้อน เพื่อป้องกันตัวอุปกรณ์ไม่ให้เกิดการเสียหายแต่ที่สำคัญใช้ไปนานจะทำให้ตัวต้านทานป้องกันแรงกระชากอาจจะไหม้ได้ ดังนั้นได้ทำการลดค่าตัวต้านทานป้องกันแรงกระชากเหลือ 0.7โอห์ม วงจรเครื่องจ่ายไฟไม่เกิดการเสียหาย วงจรสามารถทำงานได้ แต่อุปกรณ์ภายนอกที่ทนกระแสไม่สูงมากอาจเกิดการเสียหายได้เพราะตัวเก็บประจุจะชาร์จประจุอย่างรวดเร็วไม่ก็วินาทีจนเต็มจึงมีแรงไฟสูงมากมาทำให้ฟิวส์ขาด แต่ในวงจรใช้ฟิวส์ 25A ไม่ส่งผลกระทบต่อให้กับวงจรเมื่อตัวต้านทานค่าน้อยมากจะเห็นว่าแรงดันไฟจะทำให้ตัวเก็บประจุชาร์จ ข้อดีของตัวต้านทานค่าน้อยมากทำให้วงจรฟลูบริดจ์ทำงานเต็มประสิทธิภาพ

2. PWM จะเกิดปัญหาของตัวขับเคลื่อนโดยจะมีแรงดันย้อนกลับจากทรานซิสเตอร์ของไฟ 12 โวลต์ทำให้ตัว IC SC3525A เกิดการเสียหายได้ ดังนั้นจึงใช้ไดโอดต่อคร่อมทรานซิสเตอร์ที่ขา C กับ E ขณะทำการทดลองเมื่อขนาดของวัตต์ไดโอดไม่เท่ากันจะทำให้ตัวที่วัตต์น้อยร้อนมากดังนั้นควรใช้ขนาดเท่ากันและโครงการนี้ใช้ป้องกันการย้อนกลับจะใช้ไดโอด 1n4148 ปัญหาที่เกิดขึ้นยังมีส่วนของแรงดัน IGBT ย้อนกลับทางหม้อแปลงความถี่สูงทำให้ IGBT เสียหายได้ ต่อไดโอดแก้ไขปัญหาย้อนกลับของ IGBT โดยการต่อทางภาคหม้อแปลงความถี่สูง ต่อคร่อมกับตัวต้านทาน เพื่อออกแบบวงจรแครมแรงดันไฟไม่ให้เกิน 15 โวลต์ แต่จะได้แรงดันไม่ถึงจึงไม่สามารถไปขับวงจรฟลูบริดจ์ได้และแรงดันของพัลส์ก็ไม่เท่ากันด้วยเราจึงทำการแก้ไขโดยต่อคร่อมตัวต้านทานแต่ในทางด้านสูงนั้นเราจำเป็นต้องพิจารณาถึงการออกแบบว่าไดโอดที่สามารถทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อยเท่ากับแรงดันสูงสุดที่ขาของ IGBT

3. หม้อแปลงความถี่สูงโดยถ้าพันไม่แน่นจะทำให้สัญญาณเพี้ยนไปโดยพันที่ 30 ต่อ 30 รอบเท่ากัน โดยได้ทดลองพันเพื่อทดสอบ 3 ลูก โดยพันขนาด 10:10 และ 20:20 เมื่อพันหม้อแปลงไม่แน่นจะทำให้สัญญาณเพี้ยนและสัญญาณจะไม่เท่ากัน สัญญาณแรงมากอาจทำให้แรงดันไฟขาเกต IGBT ไม่เท่ากันได้จึงพันหม้อแปลงความถี่สูง 30 รอบ

4. ปัญหาของสายไฟโดยสายที่ต่อไม่แน่นอาจทำให้วงจรไม่ทำงานบางส่วนและที่สำคัญจะ
ให้เครื่องไม่ทำงานได้ปัญหาอยู่ที่สายในบางส่วนที่ทำให้งานหรือโครงการสำเร็จช้า

5. หม้อแปลงความถี่สูงแปลงไฟโดยปัญหาเกิดขึ้นเมื่อหม้อแปลงได้แปลงไฟมาจาก 60
โวลต์ AC 60 กิโลเฮิร์ตซ์ให้เป็นไฟดิซีโดยการผ่านบริดจ์ MUR20040CT แรงดันไฟดิซีเป็น 33
โวลต์ เพราะไม่ทราบจึงได้ทดลองดัดงั้นทำการแก้ไขและพันหม้อแปลงใหม่แรงดันทางเอาต์พุต
จะได้ 100 Vac ทำการผ่านบริดจ์ MUR20040CT แรงดันไฟดิซีเป็น 48 โวลต์

6. ปัญหาด้านตัวตรวจจับกระแส โดยตัวตรวจจับกระแสที่ใช้ 200A ถ้ากระแสไม่เกิน 200
A แรงดันก็จะไม่ไปเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงแล้วจะไม่ให้ไอซี SG3525A หยุดทำงานดังนั้นได้
ทดลองแบ่งแรงดันเปรียบเทียบวงจรถ้าแรงดันออกทางด้านตรวจจับกระแสมีน้อยหรือกระแสไม่
เกินตัวตรวจจับกระแสแรงดันที่ได้ก็จะเท่ากับ $V_{cc}/2$ หรือ $V_{ref}/2$ โดยใช้ V_{ref} ที่ 15 ในรูปวงจร
ตรวจจับกระแสถ้ากระแสที่ตรวจจับไม่ถึงกระแสที่ตัวมันรับได้ดังนั้นแรงดันออกไปที่ OpAmp จะ
เป็นลบจะไม่ไปกระตุ้นขาเกตแต่ถ้าแรงดันมากกว่าที่แรงดันอ้างอิงที่ขา 2 ก็จะมีสัญญาณไปทริกให้
SCR นำกระแสและจะทำให้หลอดไฟดิซีจะทำให้ SG3525A หยุดการทำงานการจ่ายพัลส์ที่ 60 กิโล
เฮิร์ตซ์

7. ปัญหาด้านกระแสโดยเราไม่มีอุปกรณ์ในการวัดกระแสจึงทำให้ไม่เห็นผลในการ
ทดลองดังนั้นจึงใช้มิเตอร์ทำการวัดได้วัดสูงสุดของมิเตอร์ที่ 10A ที่ไหลตลอดไฟแต่ถ้ากระแสสูง
ประมาณ 60A ได้ลองใช้สายขนาด 6 มิลลิเมตรต่อช็อคกระแสสูงโดยสายขนาดเล็กมากทดลองไป
นาน ๆ อาจทำให้สายไหม้ได้โดยกระแสสูงที่ความต้านทานน้อย

8. ปัญหาคือการกวนของสัญญาณรบกวนจากสายไฟที่ต่อกันและหม้อแปลงได้แก้ไข
ปัญหาในการใช้คาปาซิเตอร์มาต่อคร่อมแหล่งจ่ายเพื่อกรองสัญญาณรบกวนออก

9. ปัญหาการใช้สโคปในการบันทึกผลไม่เป็นไปตามที่ทดลองเท่าที่ควร

10. ปัญหาด้านเอาต์พุตจะมีการกระเพื่อมของไฟดิซีเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

11. ในการวัดแรงดันจะคงที่แต่กระแสจะไม่เท่าเดิมปัญหาในการทดสอบที่กระแสสูงมาก

5.2 สรุปผลการทดลอง

ในการทดลองนั้นยังขาดเครื่องมือในบางส่วนในย่านกระแสสูงจึงได้ทำการทดลองที่
แรงดันที่กระแสไม่สูงมากนักแทนแต่ผลที่ได้ก็ไม่ได้แตกต่างกันมากนัก โดยได้ทดลองที่หลอดไฟที่
320 วัตต์โดยการต่อขานกับหลอดไฟ 100 วัตต์ 2 หลอดและ 60 วัตต์ อีก 2 หลอดขนานกันทำการ
วัดกระแสได้ที่ 9.78A ที่แรงดันไฟ 33 โวลต์ แต่ผลของการแก้ไขโดยการปรับปรุงที่หม้อแปลง
ความถี่สูงและยังขาดในการตรวจสอบที่กระแสสูงรอการเพิ่มเติมแก้ไข

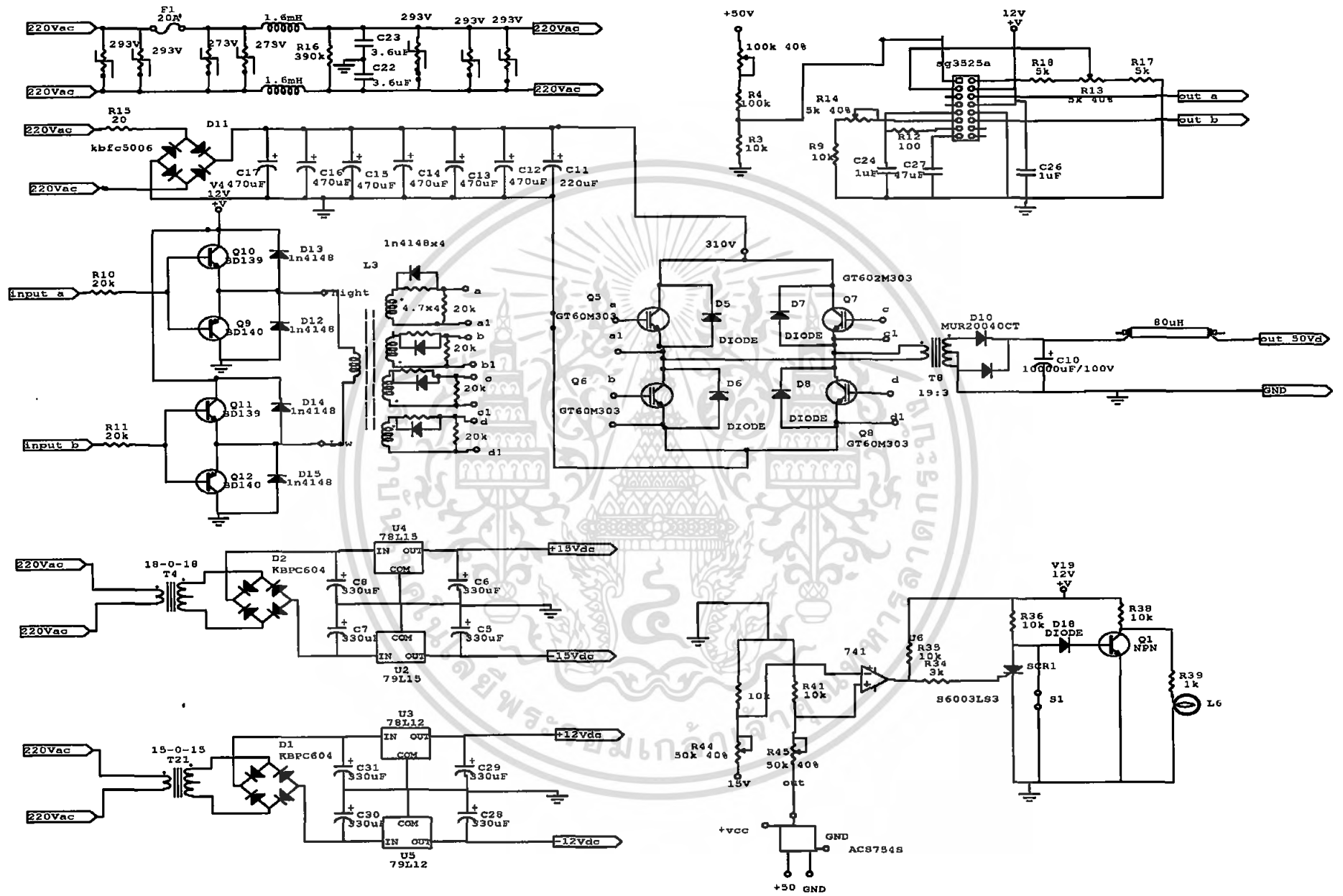
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] วุฒิชัย สุขช่วย, **“แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิดจิง 0-80 โวลต์ 10 แอมป์”**, กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2549
- [2] ชัยณรงค์ ภูชัชวณิชกุล, **“แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิดจิง 12-13.8 โวลต์ 30 แอมป์”**, กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2533
- [3] สุชานันท์ น้อยดี, **“แหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิดจิง”**, กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2548
- [4] วิชระ สาคกรวิศวะ, **“แหล่งจ่ายไฟกระแสสูงแบบสวิดจิง”**, กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2547
- [5] ปราบกฤต เหลืองประดิษฐ์, **“แหล่งจ่ายไฟแบบสวิดจิงความถี่สูงที่แรงดันสวิดจิงสูง”**, กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2543
- [6] บุญสิทธิ์ ศรีศิลป์, **“แหล่งจ่ายไฟสวิดจิงสำหรับมอเตอร์กระแสตรง”**, กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2543
- [7] นุชนางค์ ฉัตรเทียนชัย, **“แหล่งจ่ายไฟสวิดจิงแบบปรับค่าได้”**, กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2543



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



GT60M303

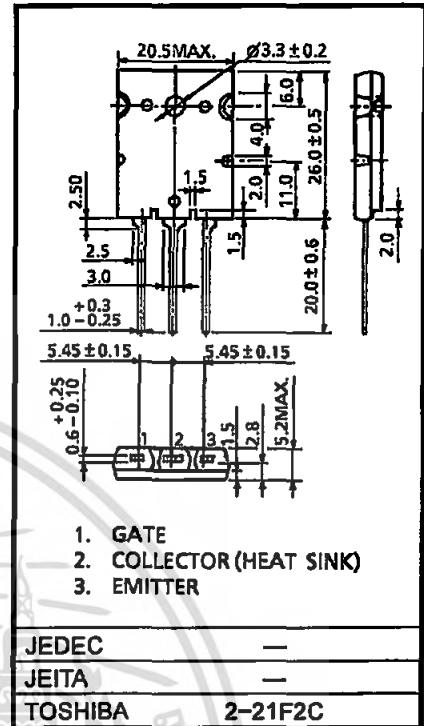
HIGH POWER SWITCHING APPLICATIONS

- The 4th Generation
- FRD Included Between Emitter and Collector
- Enhancement-Mode
- High Speed IGBT : $t_f = 0.25\mu s$ (TYP.)
FRD : $t_{rr} = 0.7\mu s$ (TYP.)
- Low Saturation Voltage : $V_{CE(sat)} = 2.1V$ (TYP.)

MAXIMUM RATINGS (Ta = 25°C)

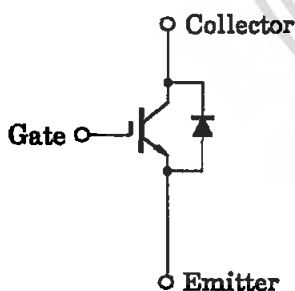
| CHARACTERISTIC | SYMBOL | RATING | UNIT |
|-----------------------------------------|-----------|------------|------|
| Collector-Emitter Voltage | V_{CES} | 900 | V |
| Gate-Emitter Voltage | V_{GES} | ±25 | V |
| Collector Current | DC | I_C | 60 |
| | 1ms | I_{CP} | 120 |
| Emitter-Collector Forward Current | DC | I_{ECF} | 15 |
| | 1ms | I_{ECFP} | 120 |
| Collector Power Dissipation (Tc = 25°C) | P_C | 170 | W |
| Junction Temperature | T_j | 150 | °C |
| Storage Temperature Range | T_{stg} | -55~150 | °C |
| Screw Torque | — | 0.8 | N·m |

Unit: mm



Weight : 9.75g

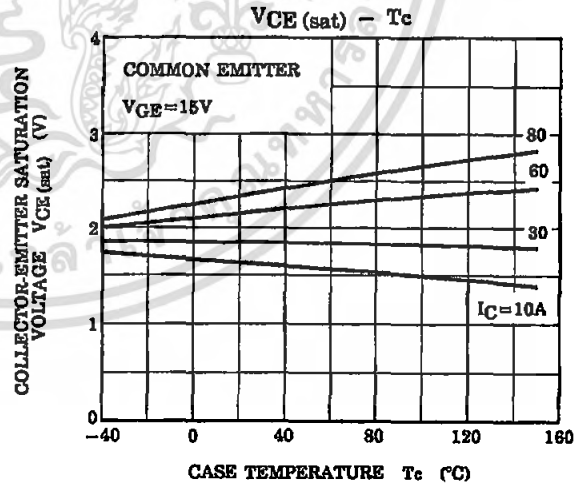
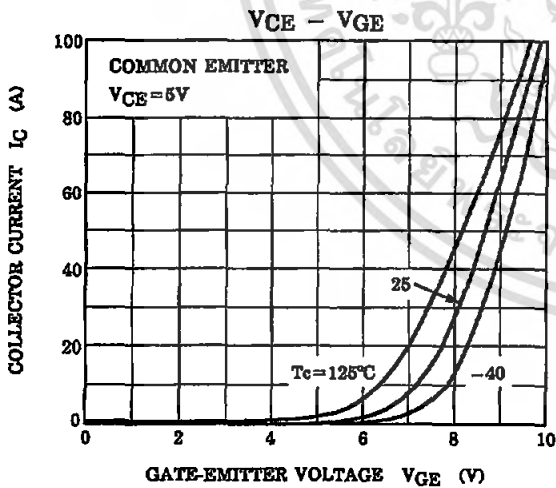
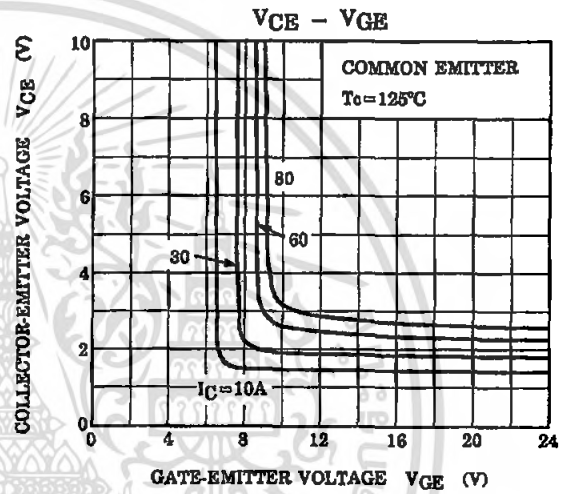
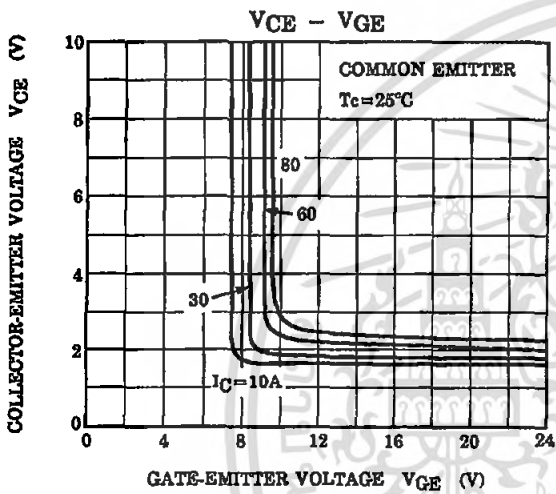
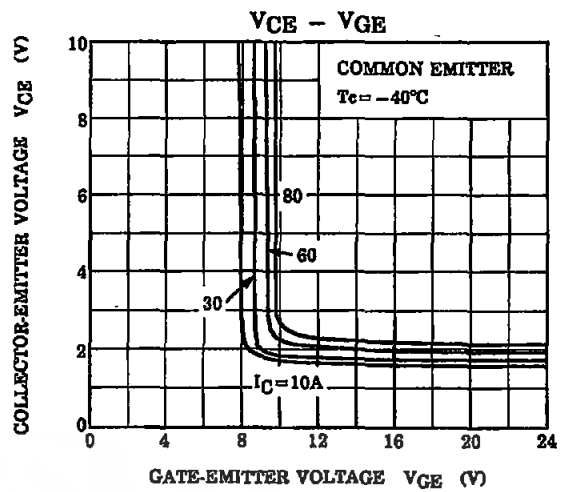
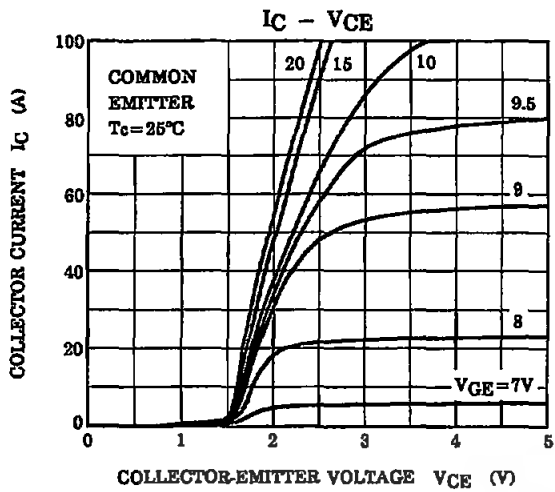
EQUIVALENT CIRCUIT

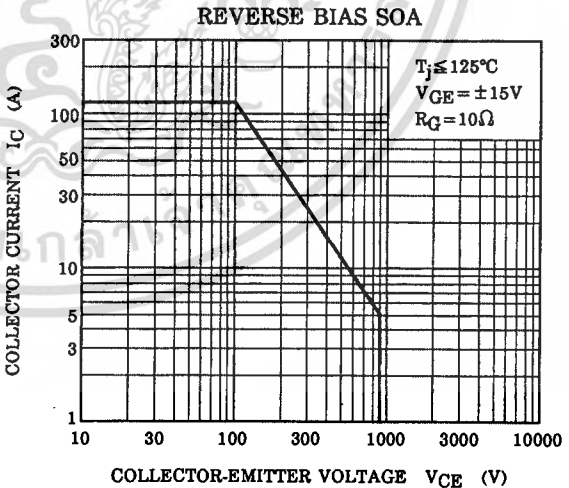
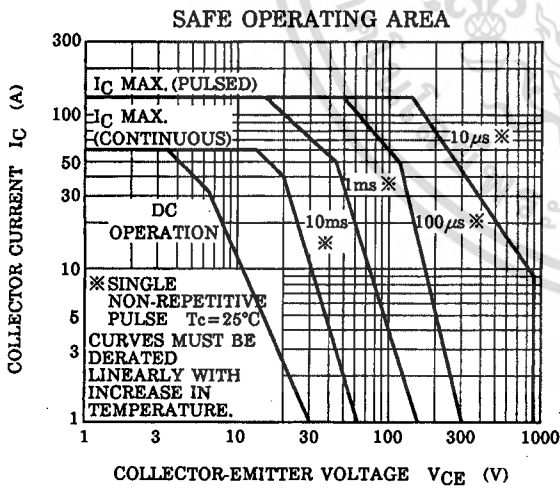
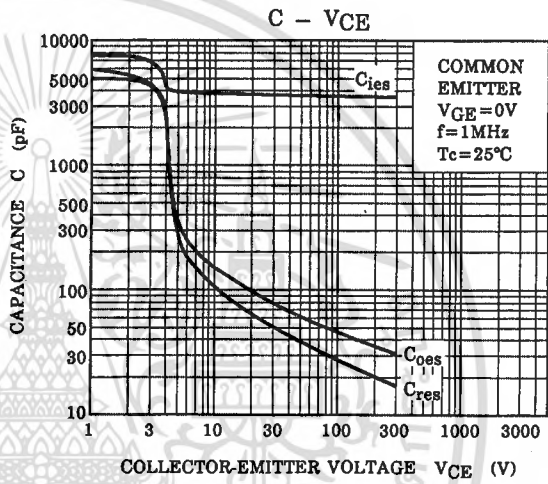
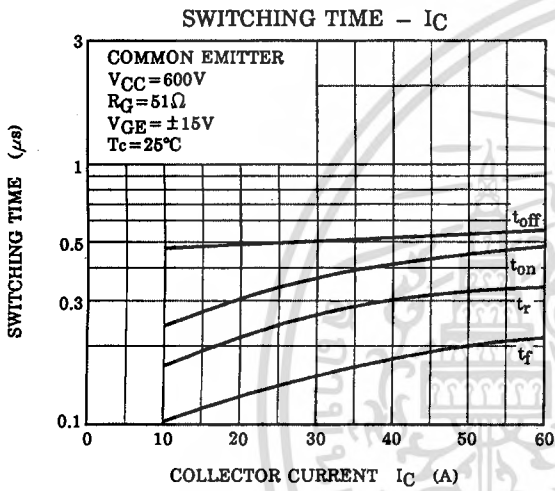
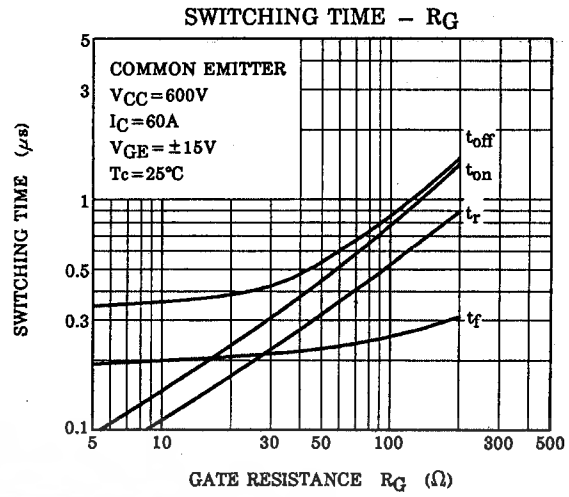
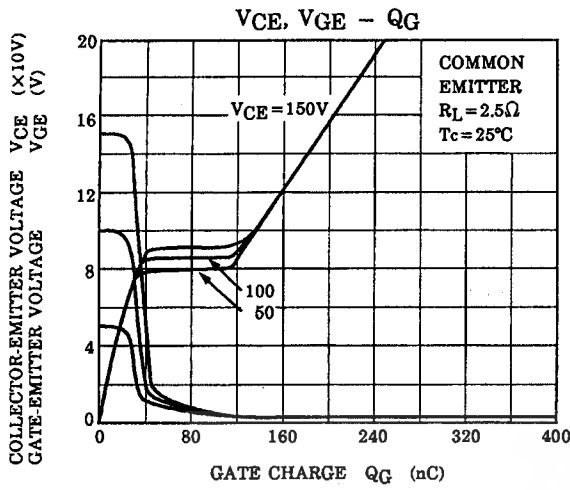


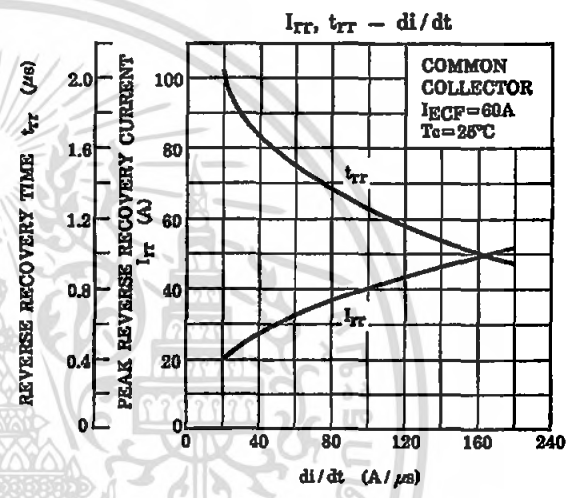
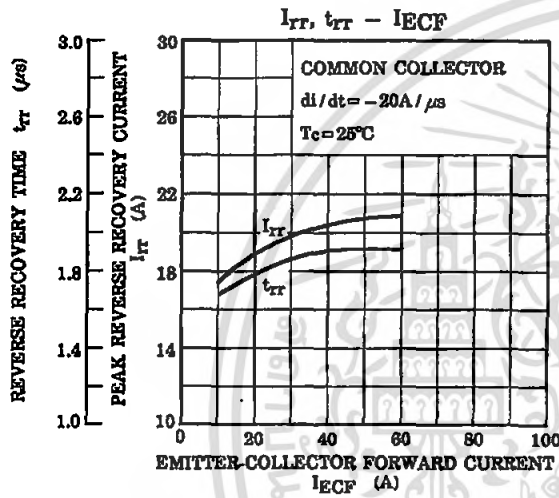
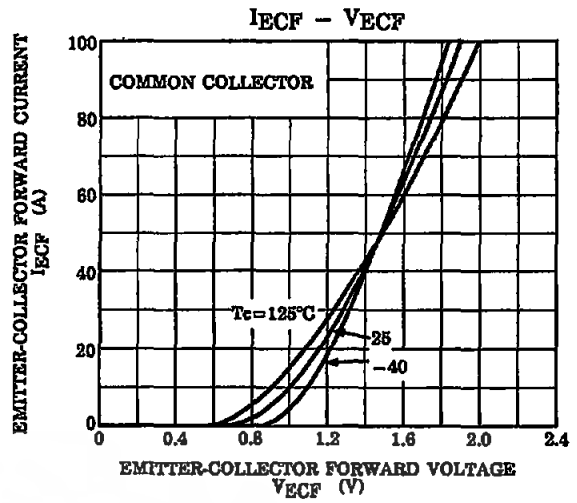
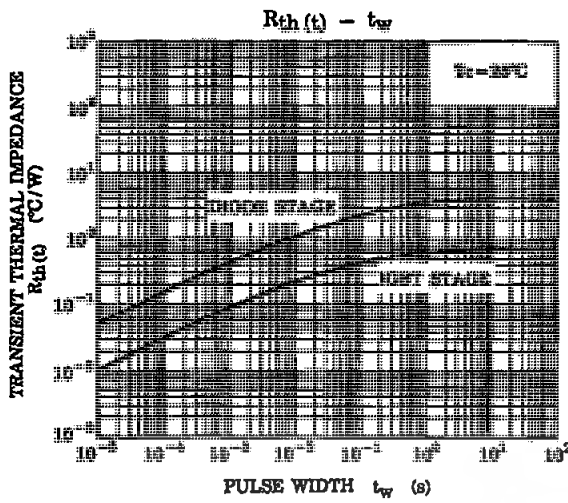
ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = 25°C)

| CHARACTERISTIC | | SYMBOL | TEST CONDITION | MIN | TYP. | MAX | UNIT |
|--------------------------------------|---------------|---------------------------|------------------------------------------------------------------|-----|------|------|--------|
| Gate Leakage Current | | I _{GES} | V _{GE} = ±25V, V _{CE} = 0 | — | — | ±500 | nA |
| Collector Cut-off Current | | I _{CES} | V _{CE} = 900V, V _{GE} = 0 | — | — | 1.0 | mA |
| Gate-Emitter Cut-off Voltage | | V _{GE (OFF)} | I _C = 60mA, V _{CE} = 5V | 3.0 | — | 6.0 | V |
| Collector-Emitter Saturation Voltage | | V _{CE (sat) (1)} | I _C = 10A, V _{GE} = 15V | — | 1.6 | 2.2 | V |
| Collector-Emitter Saturation Voltage | | V _{CE (sat) (2)} | I _C = 60A, V _{GE} = 15V | — | 2.1 | 2.7 | V |
| Input Capacitance | | C _{ies} | V _{CE} = 10V, V _{GE} = 0, f = 1MHz | — | 3800 | — | pF |
| Switching Time | Rise Time | t _r | | — | 0.35 | 0.60 | μs |
| | Turn-On Time | t _{on} | | — | 0.46 | 0.75 | |
| | Fall Time | t _f | | — | 0.25 | 0.40 | |
| | Turn-Off Time | t _{off} | | — | 0.60 | 0.70 | |
| Emitter-Collector Forward Voltage | | V _{ECF} | I _{EC} = 15A, V _{GE} = 0 | — | 1.5 | 2.0 | V |
| Reverse Recovery Time | | t _{rr} | I _F = 15A, V _{GE} = 0 di / dt = -20A / μs | — | 0.7 | 2.5 | μs |
| Thermal Resistance | | R _{th (j-c)} | IGBT | — | — | 0.74 | °C / W |
| Thermal Resistance | | R _{th (j-c)} | Diode | — | — | 4.0 | °C / W |









RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

000707EAA

- TOSHIBA is continually working to improve the quality and reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to comply with the standards of safety in making a safe design for the entire system, and to avoid situations in which a malfunction or failure of such TOSHIBA products could cause loss of human life, bodily injury or damage to property. In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent TOSHIBA products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the "Handling Guide for Semiconductor Devices," or "TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook" etc..
- The TOSHIBA products listed in this document are intended for usage in general electronics applications (computer, personal equipment, office equipment, measuring equipment, industrial robotics, domestic appliances, etc.). These TOSHIBA products are neither intended nor warranted for usage in equipment that requires extraordinarily high quality and/or reliability or a malfunction or failure of which may cause loss of human life or bodily injury ("Unintended Usage"). Unintended Usage include atomic energy control instruments, airplane or spaceship instruments, transportation instruments, traffic signal instruments, combustion control instruments, medical instruments, all types of safety devices, etc.. Unintended Usage of TOSHIBA products listed in this document shall be made at the customer's own risk.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA CORPORATION for any infringements of intellectual property or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any intellectual property or other rights of TOSHIBA CORPORATION or others.
- The information contained herein is subject to change without notice.

This datasheet has been download from:

www.datasheetcatalog.com

Datasheets for electronics components.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SG3525A SG3527A

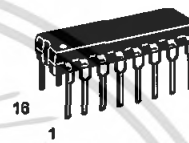
Pulse Width Modulator Control Circuits

The SG3525A, SG3527A pulse width modulator control circuits offer improved performance and lower external parts count when implemented for controlling all types of switching power supplies. The on-chip +5.1 V reference is trimmed to $\pm 1\%$ and the error amplifier has an input common-mode voltage range that includes the reference voltage, thus eliminating the need for external divider resistors. A sync input to the oscillator enables multiple units to be slaved or a single unit to be synchronized to an external system clock. A wide range of deadtime can be programmed by a single resistor connected between the C_T and Discharge pins. These devices also feature built-in soft-start circuitry, requiring only an external timing capacitor. A shutdown pin controls both the soft-start circuitry and the output stages, providing instantaneous turn off through the PWM latch with pulsed shutdown, as well as soft-start recycle with longer shutdown commands. The under voltage lockout inhibits the outputs and the charging of the soft-start capacitor when V_{CC} is below nominal. The output stages are totem-pole design capable of sinking and sourcing in excess of 200 mA. The output stage of the SG3525A features NOR logic resulting in a low output for an off-state while the SG3527A utilized OR logic which gives a high output when off.

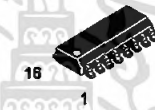
- 8.0 V to 35 V Operation
- 5.1 V $\pm 1.0\%$ Trimmed Reference
- 100 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Separate Oscillator Sync Pin
- Adjustable Deadtime Control
- Input Undervoltage Lockout
- Latching PWM to Prevent Multiple Pulses
- Pulse-by-Pulse Shutdown
- Dual Source/Sink Outputs: ± 400 mA Peak

PULSE WIDTH MODULATOR CONTROL CIRCUITS

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

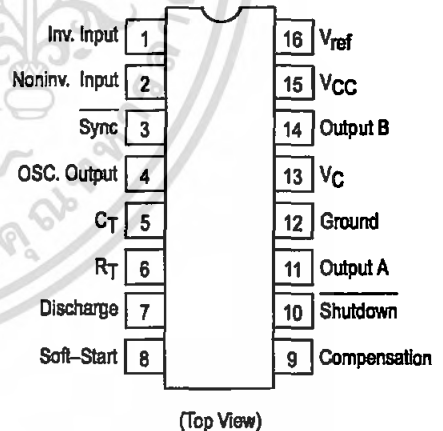


N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

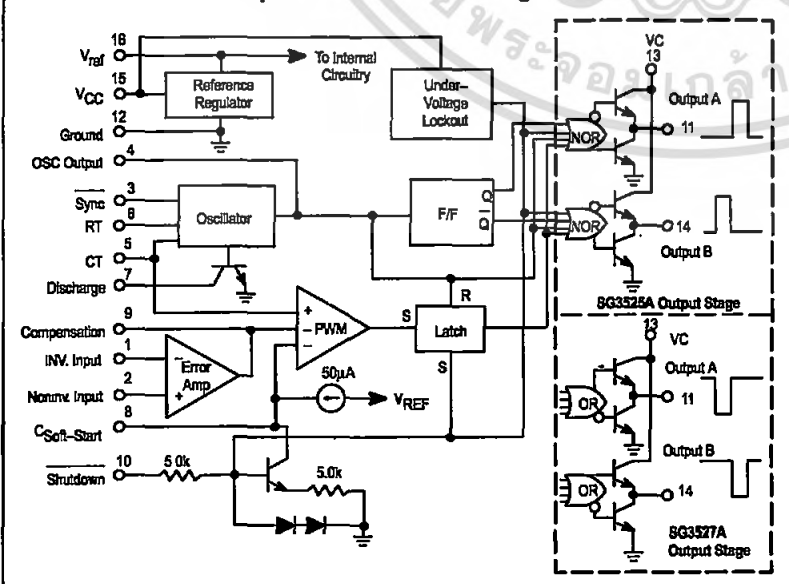


DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B
(SO-16L)

PIN CONNECTIONS



Representative Block Diagram



ORDERING INFORMATION

| Device | Operating Temperature Range | Package |
|-----------|------------------------------------------------|-------------|
| SG3525AN | $T_A = 0^\circ \text{ to } +70^\circ \text{C}$ | Plastic DIP |
| SG3525ADW | | SO-16L |
| SG3527AN | | Plastic DIP |

SG3525A SG3527A

MAXIMUM RATINGS (Note 1)

| Rating | Symbol | Value | Unit |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------|-------------------------|------|
| Supply Voltage | V _{CC} | +40 | Vdc |
| Collector Supply Voltage | V _C | +40 | Vdc |
| Logic Inputs | | -0.3 to +5.5 | V |
| Analog Inputs | | -0.3 to V _{CC} | V |
| Output Current, Source or Sink | I _O | ±500 | mA |
| Reference Output Current | I _{ref} | 50 | mA |
| Oscillator Charging Current | | 5.0 | mA |
| Power Dissipation (Plastic & Ceramic Package) T _A = +25°C (Note 2) T _C = +25°C (Note 3) | P _D | 1000 2000 | mW |
| Thermal Resistance Junction-to-Air | R _{θJA} | 100 | °C/W |
| Thermal Resistance Junction-to-Case | R _{θJC} | 60 | °C/W |
| Operating Junction Temperature | T _J | +150 | °C |
| Storage Temperature Range | T _{stg} | -55 to +125 | °C |
| Lead Temperature (Soldering, 10 seconds) | T _{Solder} | +300 | °C |

- NOTES: 1. Values beyond which damage may occur.
2. Derate at 10 mW/°C for ambient temperatures above +50°C.
3. Derate at 16 mW/°C for case temperatures above +25°C.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

| Characteristics | Symbol | Min | Max | Unit |
|--------------------------------------------------------|------------------|--------|--------------|------|
| Supply Voltage | V _{CC} | 8.0 | 35 | Vdc |
| Collector Supply Voltage | V _C | 4.5 | 35 | Vdc |
| Output Sink/Source Current (Steady State) (Peak) | I _O | 0 0 | ±100 ±400 | mA |
| Reference Load Current | I _{ref} | 0 | 20 | mA |
| Oscillator Frequency Range | f _{osc} | 0.1 | 400 | kHz |
| Oscillator Timing Resistor | R _T | 2.0 | 150 | kΩ |
| Oscillator Timing Capacitor | C _T | 0.001 | 0.2 | μF |
| Deadtime Resistor Range | R _D | 0 | 500 | Ω |
| Operating Ambient Temperature Range | T _A | 0 | +70 | °C |

APPLICATION INFORMATION

Shutdown Options (See Block diagram, front page)

Since both the compensation and soft-start terminals (Pins 9 and 8) have current source pull-ups, either can readily accept a pull-down signal which only has to sink a maximum of 100 μA to turn off the outputs. This is subject to the added requirement of discharging whatever external capacitance may be attached to these pins.

An alternate approach is the use of the shutdown circuitry of Pin 10 which has been improved to enhance the available shutdown options. Activating this circuit by applying a positive signal on Pin 10 performs two functions: the PWM

latch is immediately set providing the fastest turn-off signal to the outputs; and a 150 μA current sink begins to discharge the external soft-start capacitor. If the shutdown command is short, the PWM signal is terminated without significant discharge of the soft-start capacitor, thus, allowing, for example, a convenient implementation of pulse-by-pulse current limiting. Holding Pin 10 high for a longer duration, however, will ultimately discharge this external capacitor, recycling slow turn-on upon release.

Pin 10 should not be left floating as noise pickup could conceivably interrupt normal operation.

SG3525A SG3527A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +20 \text{ Vdc}$, $T_A = T_{low}$ to T_{high} [Note 4], unless otherwise noted.)

| Characteristics | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|----------------------------------------------------------------------------------|---------------------------|------|------|------|---------------------|
| REFERENCE SECTION | | | | | |
| Reference Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$) | V_{ref} | 5.00 | 5.10 | 5.20 | Vdc |
| Line Regulation ($+8.0 \text{ V} \leq V_{CC} \leq +35 \text{ V}$) | Reg _{line} | – | 10 | 20 | mV |
| Load Regulation ($0 \text{ mA} \leq I_L \leq 20 \text{ mA}$) | Reg _{load} | – | 20 | 50 | mV |
| Temperature Stability | $\Delta V_{ref}/\Delta T$ | – | 20 | – | mV |
| Total Output Variation Includes Line and Load Regulation over Temperature | ΔV_{ref} | 4.95 | – | 5.25 | Vdc |
| Short Circuit Current ($V_{ref} = 0 \text{ V}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$) | I _{SC} | – | 80 | 100 | mA |
| Output Noise Voltage (10 Hz $\leq f \leq$ 10 kHz, $T_J = +25^\circ\text{C}$) | V_n | – | 40 | 200 | μV_{rms} |
| Long Term Stability ($T_J = +125^\circ\text{C}$) (Note 5) | S | – | 20 | 50 | mV/chr |

OSCILLATOR SECTION (Note 6, unless otherwise noted.)

| | | | | | |
|-----------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------|-----|-----------|-----------|---------------|
| Initial Accuracy ($T_J = +25^\circ\text{C}$) | | – | ± 2.0 | ± 6.0 | % |
| Frequency Stability with Voltage ($+8.0 \text{ V} \leq V_{CC} \leq +35 \text{ V}$) | $\frac{\Delta f_{osc}}{D \cdot V_{CC}}$ | – | ± 1.0 | ± 2.0 | % |
| Frequency Stability with Temperature | $\frac{\Delta f_{osc}}{D \cdot T}$ | – | ± 0.3 | – | % |
| Minimum Frequency ($R_T = 150 \text{ k}\Omega$, $C_T = 0.2 \text{ }\mu\text{F}$) | f_{min} | – | 50 | – | Hz |
| Maximum Frequency ($R_T = 2.0 \text{ k}\Omega$, $C_T = 1.0 \text{ nF}$) | f_{max} | 400 | – | – | kHz |
| Current Mirror ($I_{RT} = 2.0 \text{ mA}$) | | 1.7 | 2.0 | 2.2 | mA |
| Clock Amplitude | | 3.0 | 3.5 | – | V |
| Clock Width ($T_J = +25^\circ\text{C}$) | | 0.3 | 0.5 | 1.0 | μs |
| Sync Threshold | | 1.2 | 2.0 | 2.8 | V |
| Sync Input Current (Sync Voltage = +3.5 V) | | – | 1.0 | 2.5 | mA |

ERROR AMPLIFIER SECTION ($V_{CM} = +5.1 \text{ V}$)

| | | | | | |
|----------------------------------------------------------------------------------|-----------|-----|-----|-----|---------------|
| Input Offset Voltage | V_{IO} | – | 2.0 | 10 | mV |
| Input Bias Current | I_{IB} | – | 1.0 | 10 | μA |
| Input Offset Current | I_{IO} | – | – | 1.0 | μA |
| DC Open Loop Gain ($R_L \geq 10 \text{ M}\Omega$) | A_{VOL} | 60 | 75 | – | dB |
| Low Level Output Voltage | V_{OL} | – | 0.2 | 0.5 | V |
| High Level Output Voltage | V_{OH} | 3.8 | 5.6 | – | V |
| Common Mode Rejection Ratio ($+1.5 \text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2 \text{ V}$) | CMRR | 60 | 75 | – | dB |
| Power Supply Rejection Ratio ($+8.0 \text{ V} \leq V_{CC} \leq +35 \text{ V}$) | PSRR | 50 | 60 | – | dB |

PWM COMPARATOR SECTION

| | | | | | |
|----------------------------------------------|-------------------|-----|------|-----|---------------|
| Minimum Duty Cycle | DC _{min} | – | – | 0 | % |
| Maximum Duty Cycle | DC _{max} | 45 | 49 | – | % |
| Input Threshold, Zero Duty Cycle (Note 6) | V_{th} | 0.6 | 0.9 | – | V |
| Input Threshold, Maximum Duty Cycle (Note 6) | V_{th} | – | 3.3 | 3.6 | V |
| Input Bias Current | I_{IB} | – | 0.05 | 1.0 | μA |

NOTES: 4. $T_{low} = 0^\circ$ for SG3525A, 3527A $T_{high} = +70^\circ\text{C}$ for SG3525A, 3527A

5. Since long term stability cannot be measured on each device before shipment, this specification is an engineering estimate of average stability from lot to lot.

6. Tested at $f_{osc} = 40 \text{ kHz}$ ($R_T = 3.6 \text{ k}\Omega$, $C_T = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$, $R_D = 0\Omega$).

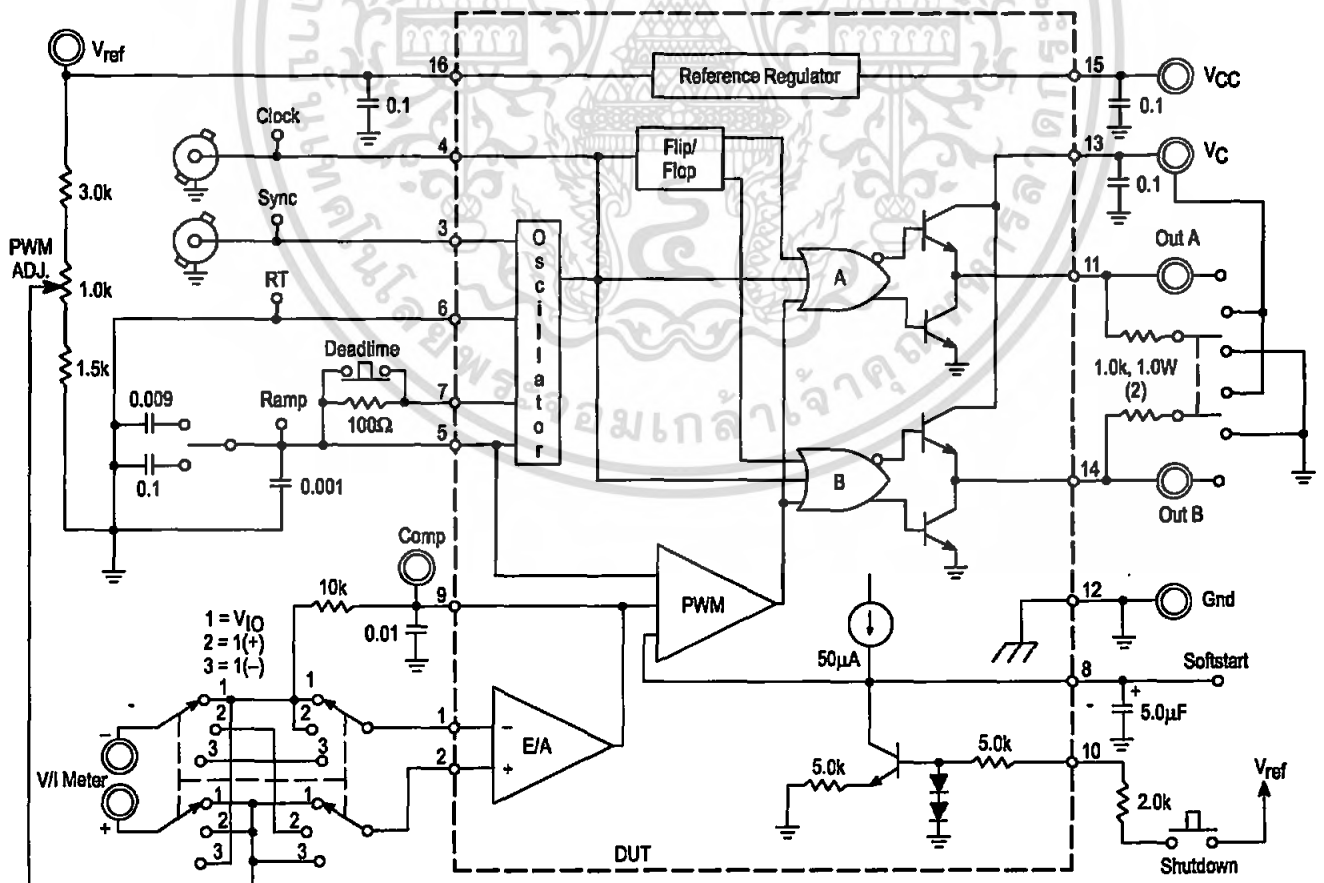
SG3525A SG3527A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

| Characteristics | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|------------------------------------------------------------------------------------------|---------------|----------|------------|------------|---------------|
| SOFT-START SECTION | | | | | |
| Soft-Start Current ($V_{shutdown} = 0\text{ V}$) | | 25 | 50 | 80 | μA |
| Soft-Start Voltage ($V_{shutdown} = 2.0\text{ V}$) | | - | 0.4 | 0.6 | V |
| Shutdown Input Current ($V_{shutdown} = 2.5\text{ V}$) | | - | 0.4 | 1.0 | mA |
| OUTPUT DRIVERS (Each Output, $V_{CC} = +20\text{ V}$) | | | | | |
| Output Low Level ($I_{sink} = 20\text{ mA}$) ($I_{sink} = 100\text{ mA}$) | V_{OL} | - | 0.2 1.0 | 0.4 2.0 | V |
| Output High Level ($I_{source} = 20\text{ mA}$) ($I_{source} = 100\text{ mA}$) | V_{OH} | 18 17 | 19 18 | - - | V |
| Under Voltage Lockout (V_8 and $V_9 = \text{High}$) | V_{UL} | 6.0 | 7.0 | 8.0 | V |
| Collector Leakage, $V_C = +35\text{ V}$ (Note 7) | $I_{C(leak)}$ | - | - | 200 | μA |
| Rise Time ($C_L = 1.0\text{ nF}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$) | t_r | - | 100 | 600 | ns |
| Fall Time ($C_L = 1.0\text{ nF}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$) | t_f | - | 50 | 300 | ns |
| Shutdown Delay ($V_{DS} = +3.0\text{ V}$, $C_S = 0$, $T_J = +25^\circ\text{C}$) | t_{ds} | - | 0.2 | 0.5 | μs |
| Supply Current ($V_{CC} = +35\text{ V}$) | I_{CC} | - | 14 | 20 | mA |

NOTE: 7. Applies to SG3525A only, due to polarity of output pulses.

Lab Test Fixture



SG3525A SG3527A

Figure 1. Oscillator Charge Time versus R_T

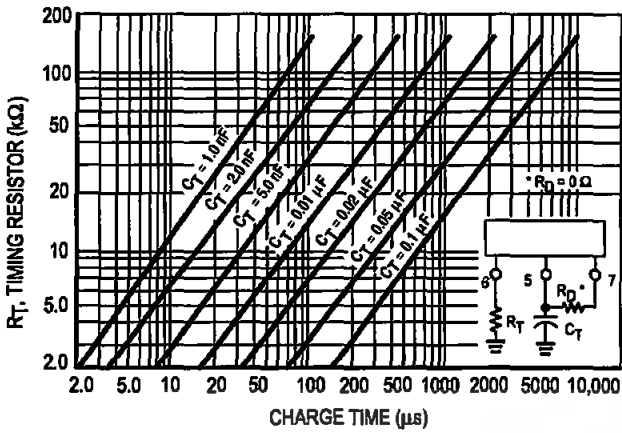


Figure 2. Oscillator Discharge Time versus R_D

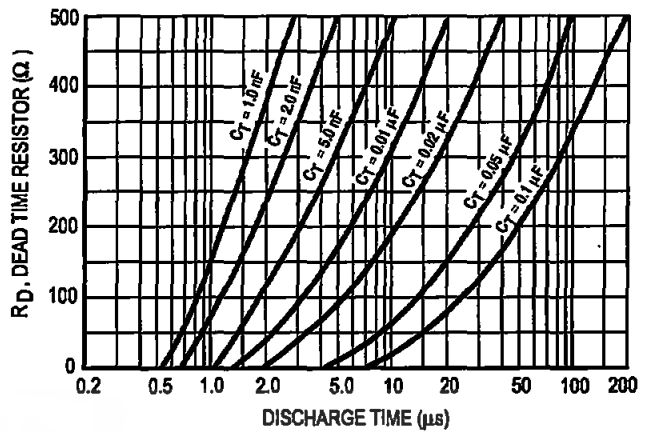


Figure 3. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

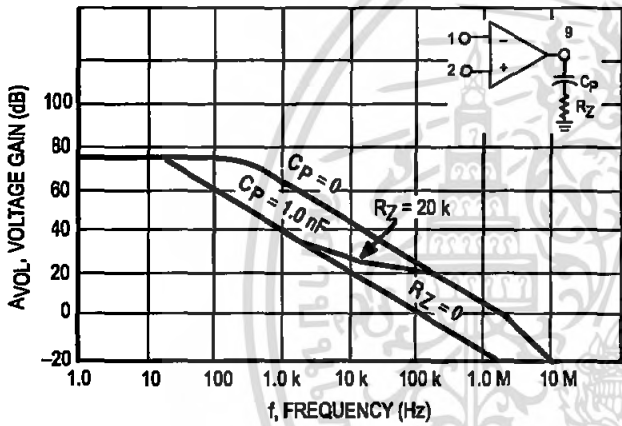


Figure 4. Output Saturation Characteristics (SG3525A)

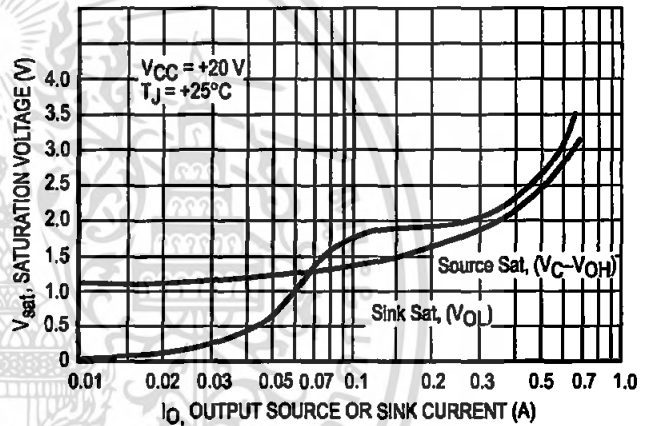


Figure 5. Oscillator Schematic (SG3525A)

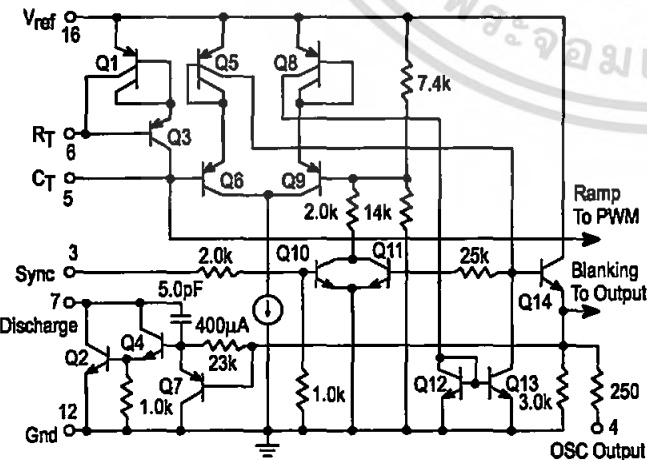
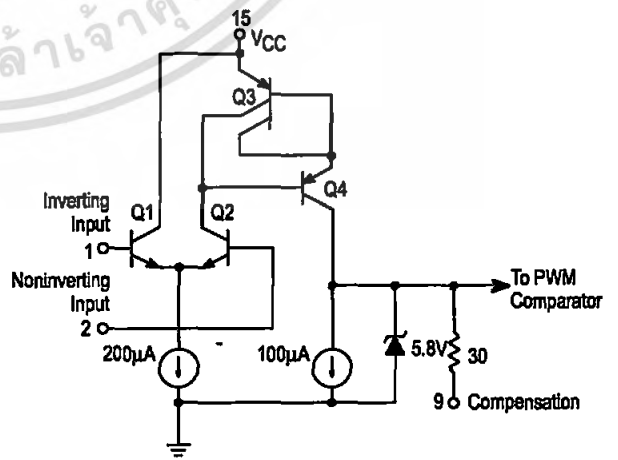


Figure 6. Error Amplifier Schematic (SG3525A)



SG3525A SG3527A

Figure 7. SG3525A Output Circuit
(1/2 Circuit Shown)

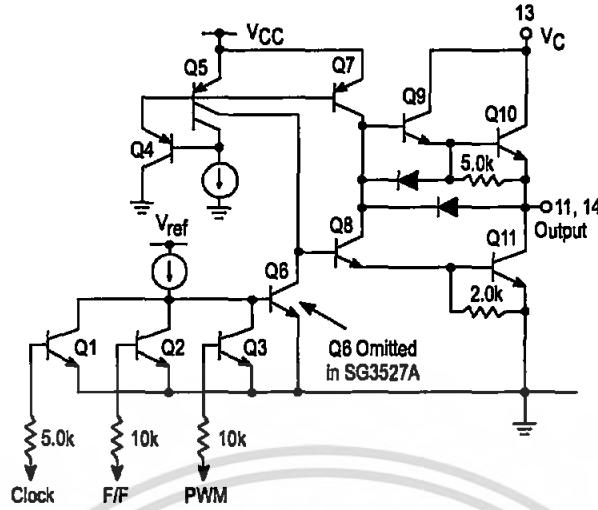
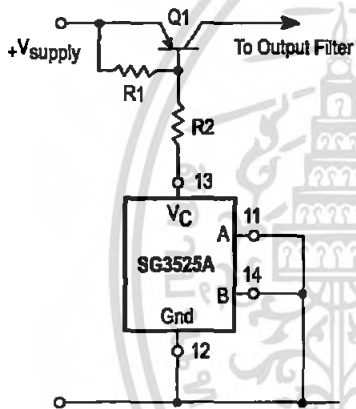
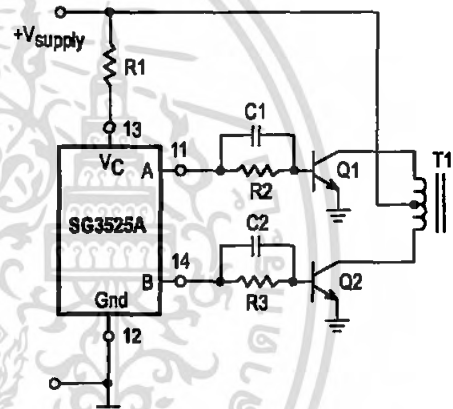


Figure 8. Single-Ended Supply



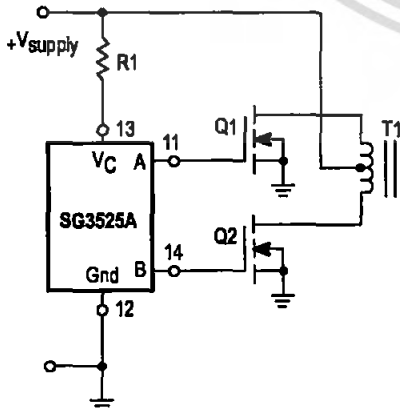
For single-ended supplies, the driver outputs are grounded. The Vc terminal is switched to ground by the totem-pole source transistors on alternate oscillator cycles.

Figure 9. Push-Pull Configuration



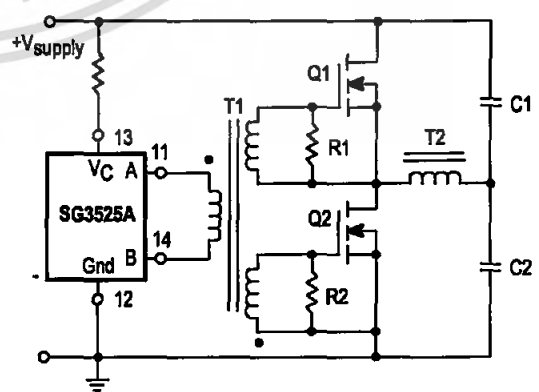
In conventional push-pull bipolar designs, forward base drive is controlled by R1-R3. Rapid turn-off times for the power devices are achieved with speed-up capacitors C1 and C2.

Figure 10. Driving Power FETS



The low source impedance of the output drivers provides rapid charging of power FET input capacitance while minimizing external components.

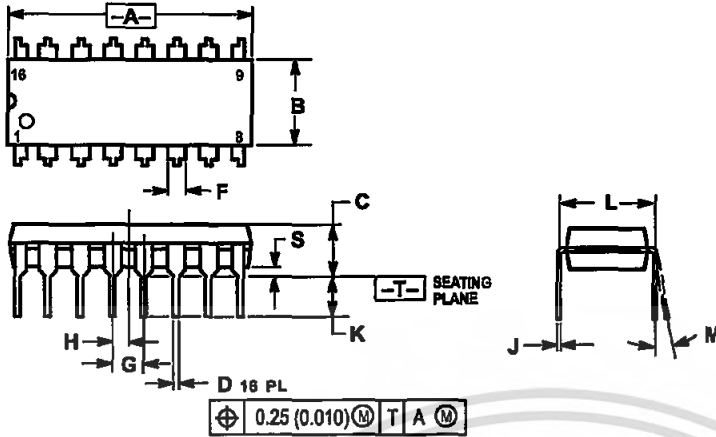
Figure 11. Driving Transformers in a Half-Bridge Configuration



Low power transformers can be driven directly by the SG3525A. Automatic reset occurs during deadtime, when both ends of the primary winding are switched to ground.

SG3525A SG3527A OUTLINE DIMENSIONS

N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648-08
ISSUE R

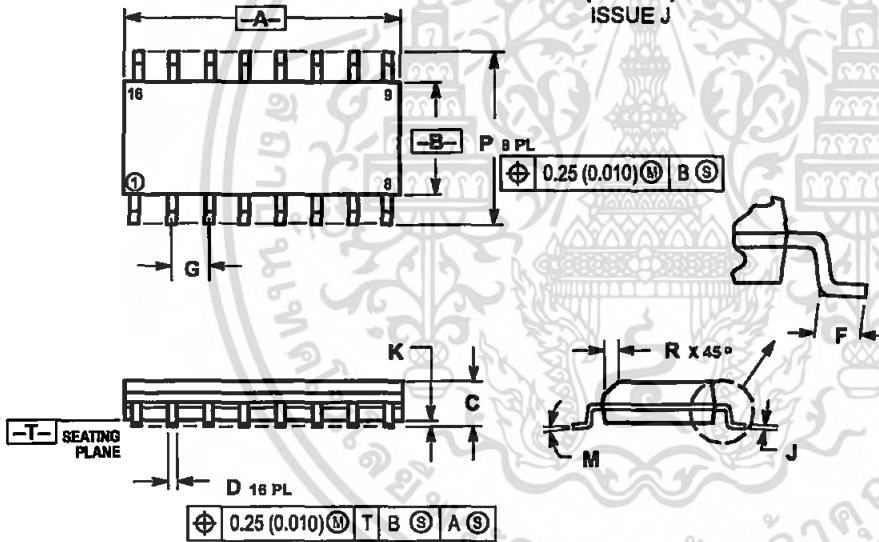


NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

| DIM | INCHES | | MILLIMETERS | |
|-----|-----------|-------|-------------|-------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 0.740 | 0.770 | 18.80 | 19.55 |
| B | 0.250 | 0.270 | 6.35 | 6.85 |
| C | 0.145 | 0.175 | 3.69 | 4.44 |
| D | 0.015 | 0.021 | 0.39 | 0.53 |
| F | 0.040 | 0.70 | 1.02 | 1.77 |
| G | 0.100 BSC | | 2.54 BSC | |
| H | 0.050 BSC | | 1.27 BSC | |
| J | 0.008 | 0.015 | 0.21 | 0.38 |
| K | 0.110 | 0.130 | 2.80 | 3.30 |
| L | 0.285 | 0.305 | 7.50 | 7.74 |
| M | 0° | 10° | 0° | 10° |
| S | 0.020 | 0.040 | 0.51 | 1.01 |

DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B-05
(SO-16L)
ISSUE J




NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

| DIM | MILLIMETERS | | INCHES | |
|-----|-------------|-------|-----------|-------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 9.80 | 10.00 | 0.388 | 0.393 |
| B | 3.80 | 4.00 | 0.150 | 0.157 |
| C | 1.35 | 1.75 | 0.054 | 0.068 |
| D | 0.35 | 0.49 | 0.014 | 0.019 |
| F | 0.40 | 1.25 | 0.016 | 0.049 |
| G | 1.27 BSC | | 0.050 BSC | |
| J | 0.19 | 0.25 | 0.008 | 0.009 |
| K | 0.10 | 0.25 | 0.004 | 0.009 |
| M | 0° | 7° | 0° | 7° |
| P | 5.80 | 6.20 | 0.229 | 0.244 |
| R | 0.25 | 0.50 | 0.010 | 0.019 |



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: http://Design-NET.com

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



MOTOROLA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ให้ผู้อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่สามารถแก้ไข หรือเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้า

SG3525A/D



Current Sensor: ACS754xCB-050

The Allegro ACS75x family of current sensors provides economical and precise solutions for current sensing in industrial, automotive, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, power supplies, and overcurrent fault protection.

The device consists of a precision, low-offset linear Hall sensor circuit with a copper conduction path located near the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which is sensed by the integrated Hall IC and converted into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy at the factory.

The output of the device has a positive slope ($>V_{CC}/2$) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from terminal 4 to terminal 5), which is the path used for current sensing. The internal resistance of this conductive path is typically $100\ \mu\Omega$, providing low power loss. The thickness of the copper conductor allows survival of the device at up to $5\times$ overcurrent conditions. The terminals of the conductive path are electrically isolated from the sensor leads (pins 1 through 3). This allows the ACS75x family of sensors to be used in applications requiring electrical isolation without the use of opto-isolators or other costly isolation techniques.

The device is fully calibrated prior to shipment from the factory. The ACS75x family is lead-free. All leads are coated with 100% matte tin, and there is no lead inside the package. The heavy gauge leadframe is made of oxygen-free copper.

Features and Benefits

- Monolithic Hall IC for high reliability
- Single +5 V supply
- $3\ \text{kV}_{\text{RMS}}$ isolation voltage between terminals 4/5 and pins 1/2/3
- 35 kHz bandwidth
- Automotive temperature range
- End-of-line factory-trimmed for gain and offset
- Ultra-low power loss: $100\ \mu\Omega$ internal conductor resistance
- Ratiometric output from supply voltage
- Extremely stable output offset voltage
- Small package size, with easy mounting capability
- Output proportional to ac and dc currents

Applications

- Automotive systems
- Industrial systems
- Motor control
- Servo systems
- Power conversion
- Battery monitors

Use the following complete part numbers when ordering:

| Part Number | Signal Pins | Terminals | Ambient |
|-------------------|-------------|-----------|--------------|
| ACS754LCB-050-PFF | Formed | Formed | -40 to 150°C |
| ACS754LCB-050-PSF | Formed | Straight | |
| ACS754LCB-050-PSS | Straight | Straight | |
| ACS754SCB-050-PFF | Formed | Formed | -20 to 85°C |
| ACS754SCB-050-PSF | Formed | Straight | |
| ACS754SCB-050-PSS | Straight | Straight | |

Package CB-PFF

Package CB-PSF

Package CB-PSS

Pin 1: VCC
Pin 2: GND
Pin 3: VOUT

Terminal 4: IP+
Terminal 5: IP-

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

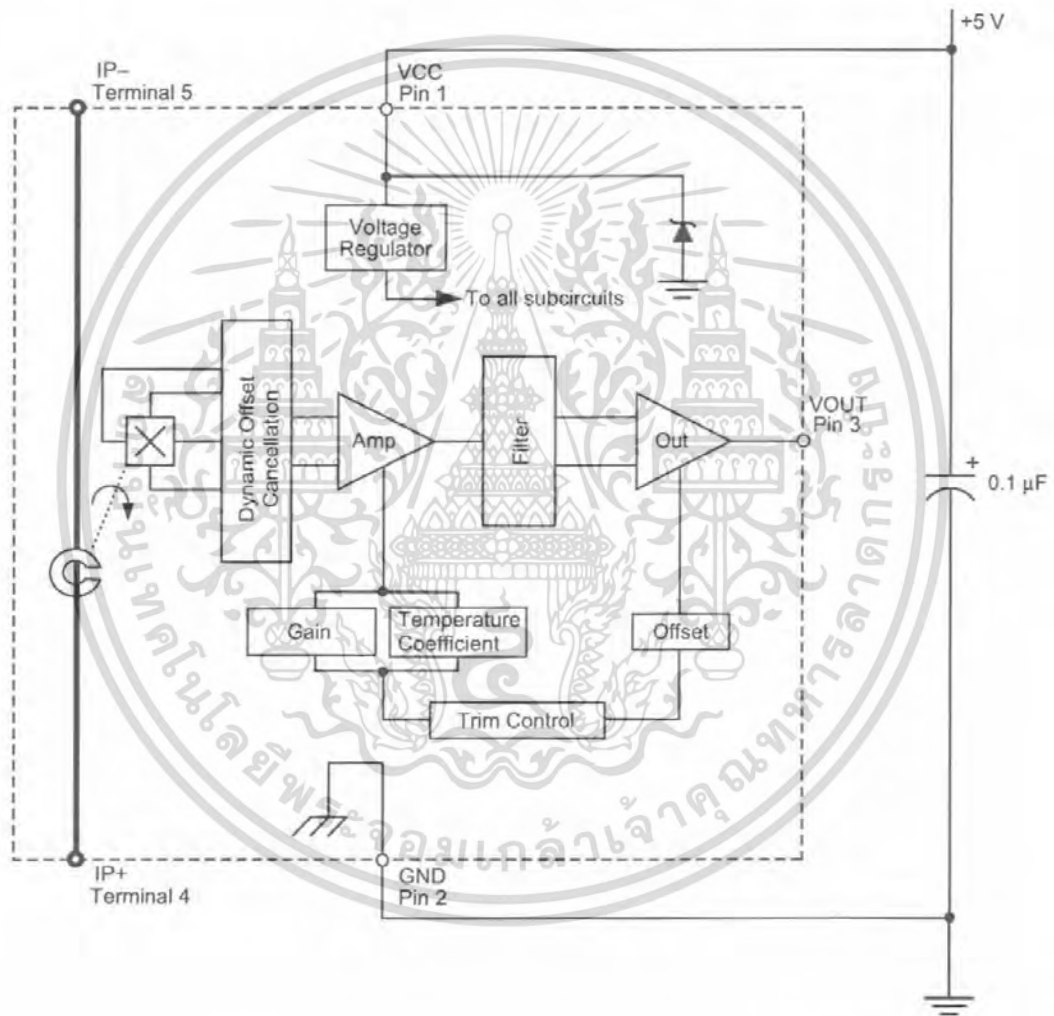
Supply Voltage, V_{CC} 16 V
Reverse Supply Voltage, V_{RCC} -16 V
Output Voltage, V_{OUT} 16 V
Reverse Output Voltage, V_{ROUT} -0.1 V
Output Current Source, $I_{OUT(\text{Source})}$ 3 mA
Output Current Sink, $I_{OUT(\text{Sink})}$ 10 mA

Operating Temperature,
Ambient, T_A , L range -40 to 150°C
Ambient, T_A , S range -20 to 85°C
Maximum Junction, $T_{J(\text{max})}$ 165°C
Maximum Storage Temperature, T_S -65 to 170°C

TUV America
Certificate Number:
U8V 04 11 54214 001

Current Sensor: ACS754xCB-050

Functional Block Diagram



Current Sensor: ACS754xCB-050

ELECTRICAL CHARACTERISTICS, over operating ambient temperature range unless otherwise stated

| Characteristic | Symbol | Test Conditions | Min. | Typ. | Max. | Units |
|------------------------------|---------------|---------------------------------------|------|------|------|-------------|
| Primary Sensed Current | I_P | | -50 | - | 50 | A |
| Supply Voltage | V_{CC} | | 4.5 | 5.0 | 5.5 | V |
| Supply Current | I_{CC} | $V_{CC} = 5.0$ V, output open | 6.5 | 8 | 10 | mA |
| Output Resistance | R_{OUT} | $I_{OUT} = 1.2$ mA | - | 1 | 2 | Ω |
| Output Capacitance Load | C_{LOAD} | VOUT to GND | - | - | 10 | nF |
| Output Resistive Load | R_{LOAD} | VOUT to GND | 4.7 | - | - | k Ω |
| Primary Conductor Resistance | $R_{PRIMARY}$ | $I_P = \pm 100$ A; $T_A = 25^\circ$ C | - | 100 | - | $\mu\Omega$ |
| | | Pins 1-3 and 4-5; 60 Hz, 1 minute | 3.0 | - | - | kV |

PERFORMANCE CHARACTERISTICS, -20°C to +85°C, $V_{CC} = 5$ V unless otherwise specified

| | | | | | | |
|------------------------------------------------------------|----------------|------------------------------------------------------|------|------------|------------|---------|
| Propagation time | t_{PROP} | $I_P = \pm 50$ A, $T_A = 25^\circ$ C | - | 4 | - | μ s |
| Response time | $t_{RESPONSE}$ | $I_P = \pm 50$ A, $T_A = 25^\circ$ C | - | 12 | - | μ s |
| Rise time | t_r | $I_P = \pm 50$ A, $T_A = 25^\circ$ C | - | 11 | - | μ s |
| Frequency Bandwidth | f | -3 dB, $T_A = 25^\circ$ C | - | 35 | - | kHz |
| Sensitivity | Sens | Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ$ C | - | 40 | - | mV/A |
| | | Over full range of I_P | 37.8 | - | 42.0 | mV/A |
| Noise | V_{NOISE} | Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ$ C, no external filter | - | 65 | - | mV |
| Nonlinearity | E_{LIN} | Over full range of I_P | - | - | ± 1.5 | % |
| Symmetry | E_{SYM} | Over full range of I_P | 98 | 100 | 102 | % |
| Zero Current Output Voltage | $V_{OUT(0)}$ | $I = 0$ A, $T_A = 25^\circ$ C | - | $V_{CC}/2$ | - | V |
| Electrical Offset Voltage (Magnetic error not included) | V_{OE} | $I = 0$ A, $T_A = 25^\circ$ C | -10 | - | 10 | mV |
| | | $I = 0$ A | +20 | - | 20 | mV |
| Magnetic Offset Error | I_{ERROM} | $I = 0$ A, after excursion of 100 A | - | ± 0.1 | ± 0.30 | A |
| Total Output Error (Including all offsets) | E_{TOT} | Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ$ C | - | ± 1.0 | - | % |
| | | Over full range of I_P | - | - | ± 5.0 | % |

PERFORMANCE CHARACTERISTICS, -40°C to +150°C, $V_{CC} = 5$ V unless otherwise specified

| | | | | | | |
|------------------------------------------------------------|----------------|------------------------------------------------------|------|------------|------------|---------|
| Propagation time | t_{PROP} | $I_P = \pm 50$ A, $T_A = 25^\circ$ C | - | 4 | - | μ s |
| Response time | $t_{RESPONSE}$ | $I_P = \pm 50$ A, $T_A = 25^\circ$ C | - | 12 | - | μ s |
| Rise time | t_r | $I_P = \pm 50$ A, $T_A = 25^\circ$ C | - | 11 | - | μ s |
| Frequency Bandwidth | f | -3 dB, $T_A = 25^\circ$ C | - | 35 | - | kHz |
| Sensitivity | Sens | Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ$ C | - | 40 | - | mV/A |
| | | Over full range of I_P | 36.0 | - | 42.8 | mV/A |
| Noise | V_{NOISE} | Peak-to-peak, $T_A = 25^\circ$ C, no external filter | - | 65 | - | mV |
| Nonlinearity | E_{LIN} | Over full range of I_P | - | - | ± 1.8 | % |
| Symmetry | E_{SYM} | Over full range of I_P | 98 | 100 | 102 | % |
| Zero Current Output Voltage | $V_{OUT(0)}$ | $I = 0$ A, $T_A = 25^\circ$ C | - | $V_{CC}/2$ | - | V |
| Electrical Offset Voltage (Magnetic error not included) | V_{OE} | $I = 0$ A, $T_A = 25^\circ$ C | -10 | - | 10 | mV |
| | | $I = 0$ A | -35 | - | 35 | mV |
| Magnetic Offset Error | I_{ERROM} | $I = 0$ A, after excursion of 100 A | - | ± 0.1 | ± 0.40 | A |
| Total Output Error (Including all offsets) | E_{TOT} | Over full range of I_P , $T_A = 25^\circ$ C | - | ± 1.0 | - | % |
| | | Over full range of I_P | - | - | ± 9.9 | % |

Current Sensor: ACS754xCB-050

Definitions of Accuracy Characteristics

Sensitivity (E_{SENS}): The change in sensor output in response to a 1 A change through the primary conductor. The sensitivity is the product of the magnetic circuit sensitivity (G/A) and the linear IC amplifier gain (mV/G). The linear IC amplifier gain is trimmed at the factory to optimize the sensitivity (mV/A) for the full-scale current of the device.

Noise (V_{NOISE}): The product of the linear IC amplifier gain (mV/G) and the noise floor for the Allegro Hall effect linear IC (≈ 1 G). The noise floor is derived from the thermal and shot noise observed in Hall elements. Dividing the noise (mV) by the sensitivity (mV/A) provides the smallest current that the device is able to resolve.

Linearity (E_{LIN}): The degree to which the voltage output from the sensor varies in direct proportion to the primary current through its full-scale amplitude. Linearity reveals the maximum deviation from the ideal transfer curve for this transducer. Nonlinearity in the output can be attributed to the gain variation across temperature and saturation of the flux concentrator approaching the full-scale current. The following equation is used to derive the linearity:

$$100 \left\{ 1 - \left[\frac{\Delta \text{ gain} \times \% \text{ sat} (V_{\text{out_full-scale amperes}} - V_{\text{OUT(Q)}})}{2 (V_{\text{out_half-scale amperes}} - V_{\text{OUT(Q)}})} \right] \right\}$$

where

- $\Delta \text{ gain}$ = the gain variation as a function of temperature changes from 25°C.
- $\% \text{ sat}$ = the percentage of saturation of the flux concentrator, which becomes significant as the current being sensed approaches full-scale $\pm I_p$, and
- $V_{\text{out_full-scale amperes}}$ = the output voltage (V) when the sensed current approximates full-scale $\pm I_p$.

Symmetry (E_{SYM}): The degree to which the absolute voltage output from the sensor varies in proportion to either a positive or negative full-scale primary current. The following equation is used to derive symmetry:

$$100 \left[\frac{V_{\text{out_+full-scale amperes}} - V_{\text{OUT(Q)}}}{V_{\text{OUT(Q)}} - V_{\text{out_ -full-scale amperes}}} \right]$$

Quiescent output voltage ($V_{\text{OUT(Q)}}$): The output of the sensor when the primary current is zero. For a unipolar supply voltage, it nominally remains at $V_{CC}/2$. Thus, $V_{CC} = 5$ V translates into $V_{\text{OUT(Q)}} = 2.5$ V. Variation in $V_{\text{OUT(Q)}}$ can be attributed to the resolution of the Allegro linear IC quiescent voltage trim, magnetic hysteresis, and thermal drift.

Electrical offset voltage (V_{OE}): The deviation of the device output from its ideal quiescent value of $V_{CC}/2$ due to nonmagnetic causes.

Magnetic offset error (I_{ERROR}): The magnetic offset is due to the residual magnetism (remnant field) of the core material. The magnetic offset error is highest when the magnetic circuit has been saturated, usually when the device has been subjected to a full-scale or high-current overload condition. The magnetic offset is largely dependent on the material used as a flux concentrator. The larger magnetic offsets are observed at the lower operating temperatures.

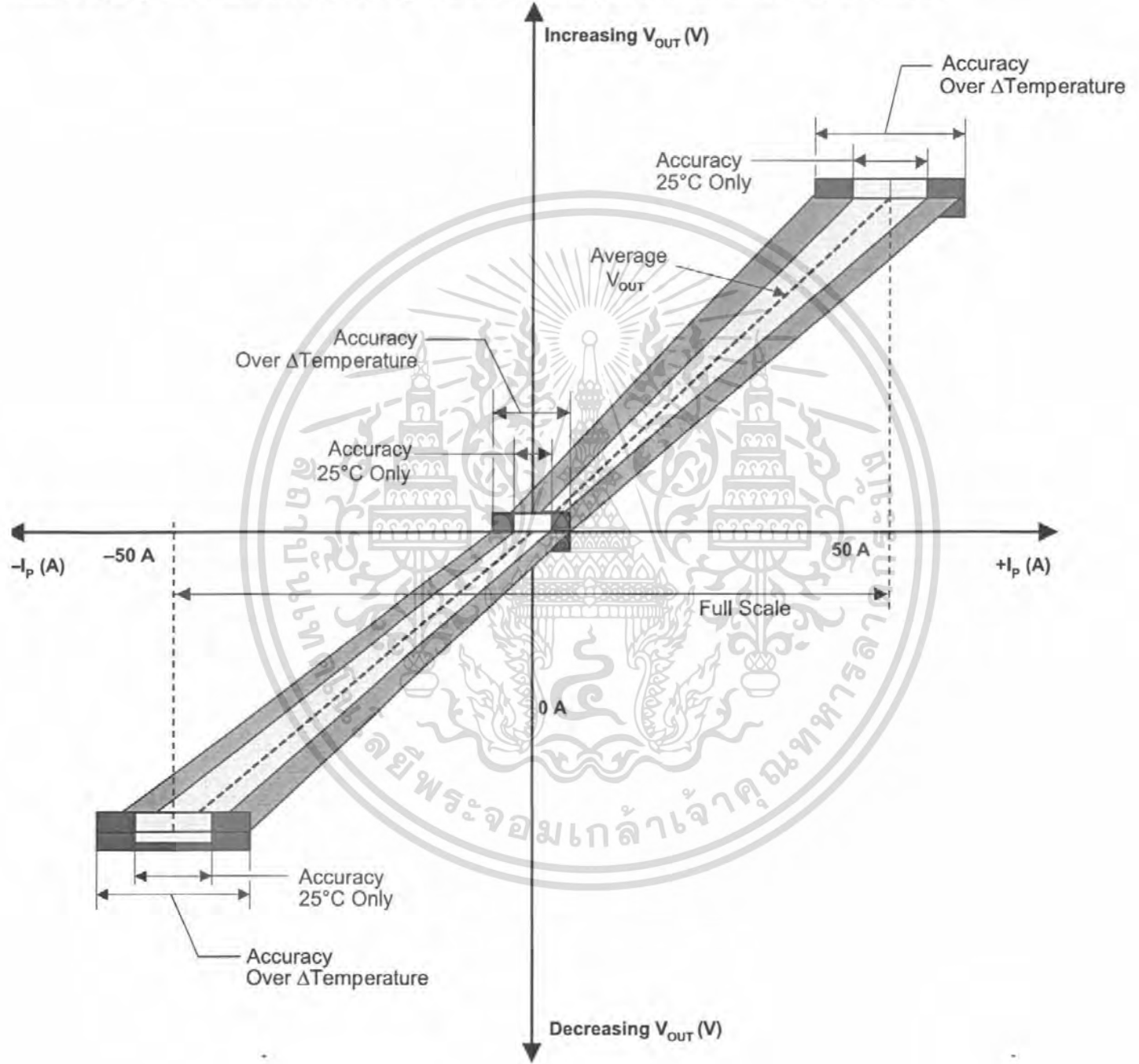
Accuracy (E_{TOT}): The accuracy represents the maximum deviation of the actual output from its ideal value. This is also known as the total output error. The accuracy is illustrated graphically in the Output Voltage versus Current chart on the following page.

Accuracy is divided into four areas:

- 0 A at 25°C:** Accuracy of sensing zero current flow at 25°C, without the effects of temperature.
- 0 A over temperature:** Accuracy of sensing zero current flow including temperature effects.
- Full-scale current at 25°C:** Accuracy of sensing the full-scale current at 25°C, without the effects of temperature.
- Full-scale current over Δ temperature:** Accuracy of sensing full-scale current flow including temperature effects.

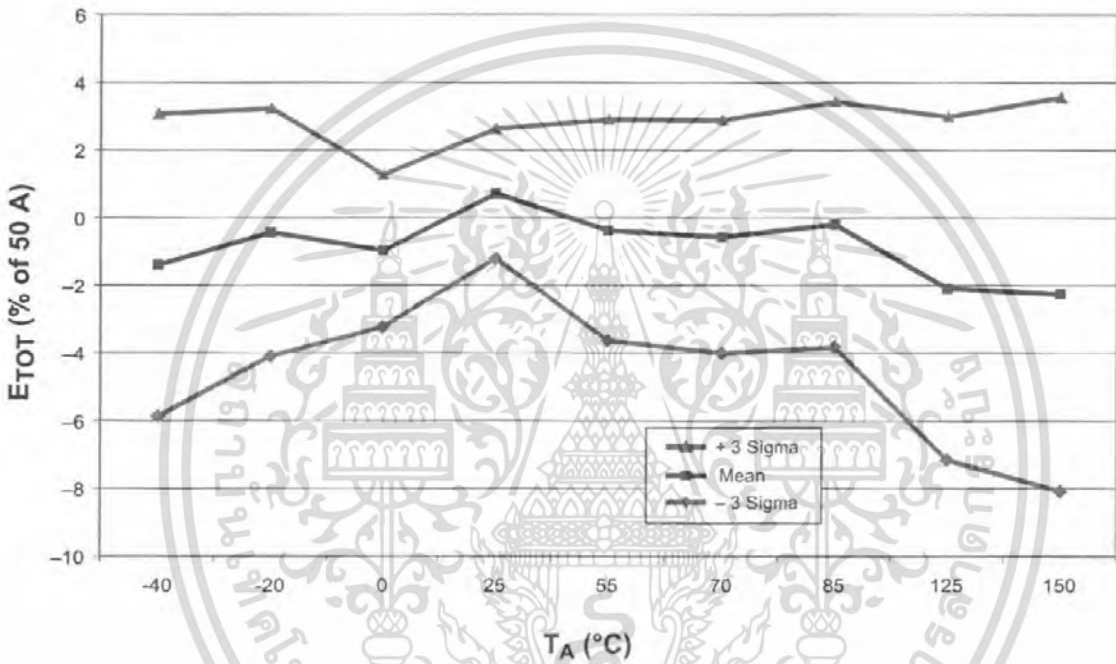
Current Sensor: ACS754xCB-050

Output voltage vs. current, illustrating sensor accuracy at 0 A and at full-scale current



Current Sensor: ACS754xCB-050

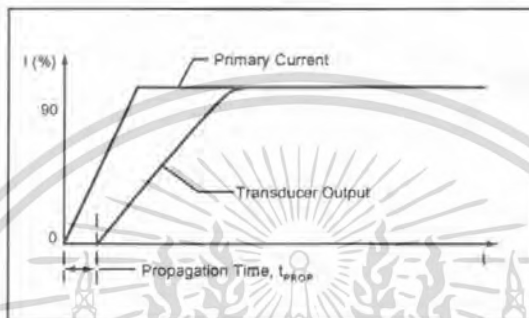
Typical Percentage Error versus Ambient Temperature



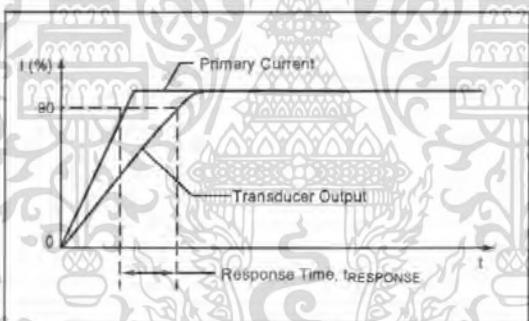
Current Sensor: ACS754xCB-050

Definitions of Dynamic Response Characteristics

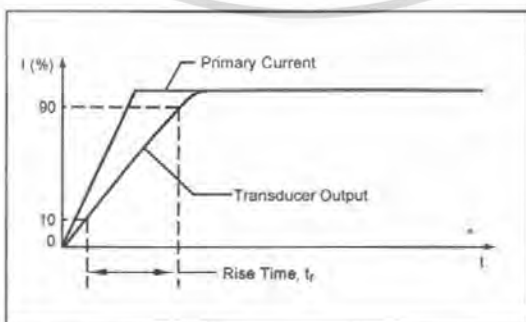
Propagation delay (t_{PROP}): The time required for the sensor output to reflect a change in the primary current signal. Propagation delay is attributed to inductive loading within the linear IC package, as well as in the inductive loop formed by the primary conductor geometry. Propagation delay can be considered as a fixed time offset and may be compensated.



Response time ($t_{RESPONSE}$): The time interval between a) when the primary current signal reaches 90% of its final value, and b) when the sensor reaches 90% of its output corresponding to the applied current.



Rise time (t_r): The time interval between a) when the sensor reaches 10% of its full scale value, and b) when it reaches 90% of its full scale value. The rise time to a step response is used to derive the bandwidth of the current sensor, in which $f(-3 \text{ dB}) = 0.35 / t_r$. Both t_r and $t_{RESPONSE}$ are detrimentally affected by eddy current losses observed in the conductive IC ground plane and, to varying degrees, in the ferrous flux concentrator within the current sensor package.

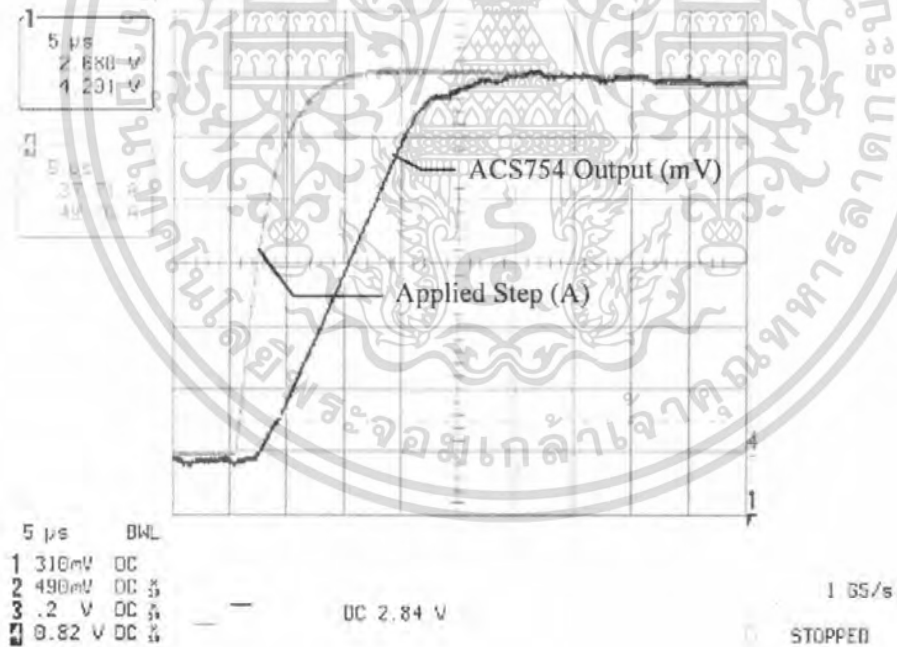


Current Sensor: ACS754xCB-050

Standards and Physical Specifications

| Parameter | Specification |
|------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------|
| Flammability (package molding compound) | UL recognized to UL 94V-0 |
| Fire and Electric Shock | UL60950-1:2003 EN60950-1:2001 CAN/CSA C22.2 No. 60950-1:2003 |
| Creepage distance, current terminals to sensor pins | 7.25 mm |
| Clearance distance, current terminals to sensor pins | 7.25 mm |
| Package mass | 4.63 g typical |

Step Response, $I_P = 0$ to 50 A, no external filter



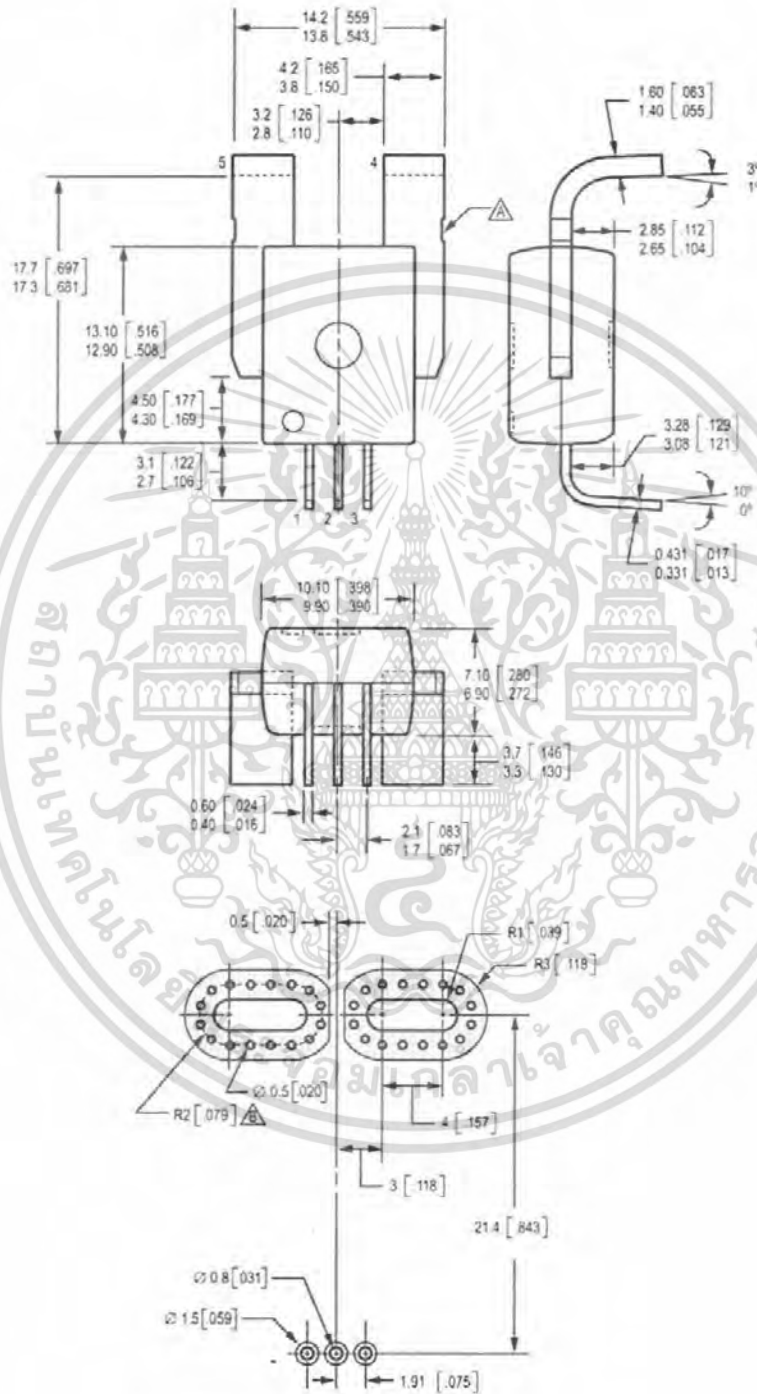
Current Sensor: ACS754xCB-050

Device Branding Key (Two alternative styles are used)

| | | |
|-----------------------------------|-------|----------------------------------------------------------|
| ACS754 TCB050 YYWWA | ACS | Allegro Current Sensor |
| | 754 | Device family number |
| | T | Operating ambient temperature range code [L or S] |
| | CB | Package type designator |
| | 050 | Maximum measurable current |
| | YY | Manufacturing date code: Calendar year (last two digits) |
| | WW | Manufacturing date code: Calendar week |
| | A | Manufacturing date code: Shift code |
| ACS754 TCB050 L...L YYWW | ACS | Allegro Current Sensor |
| | 754 | Device family number |
| | T | Operating ambient temperature range code [L or S] |
| | CB | Package type designator |
| | 050 | Maximum measurable current |
| | L...L | Manufacturing lot code |
| | YY | Manufacturing date code: Calendar year (last two digits) |
| | WW | Manufacturing date code: Calendar week |

Current Sensor: ACS754xCB-050

Package CB-PFF

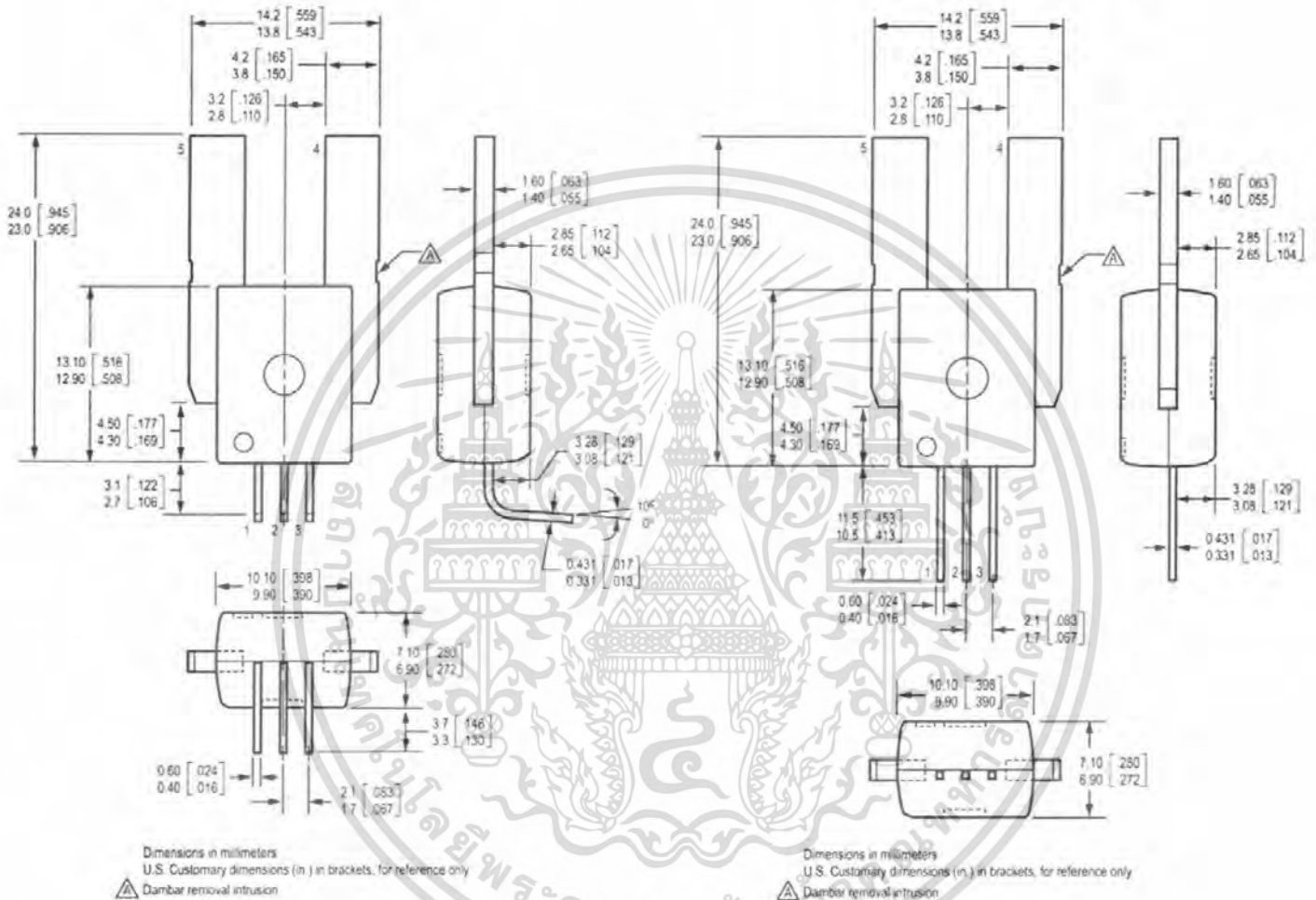


Dimensions in millimeters
 U.S. Customary dimensions (in.) in brackets, for reference only
 ▲ Dambar removal intrusion
 ▲ Perimeter through-holes recommended

Current Sensor: ACS754xCB-050

Package CB-PSF

Package CB-PSS



The products described herein are manufactured under one or more of the following U.S. patents: 5,045,920; 5,264,783; 5,442,283; 5,389,889; 5,81,179; 5,517,112; 5,619,137; 5,621,319; 5,650,719; 5,686,894; 5,694,038; 5,729,130; 5,917,320; and other patents pending.

Allegro MicroSystems, Inc. reserves the right to make, from time to time, such departures from the detail specifications as may be required to permit improvements in the performance, reliability, or manufacturability of its products. Before placing an order, the user is cautioned to verify that the information being relied upon is current.

Allegro products are not authorized for use as critical components in life-support devices or systems without express written approval.

The information included herein is believed to be accurate and reliable. However, Allegro MicroSystems, Inc. assumes no responsibility for its use; nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use.

Copyright © 2004, 2005, AllegroMicrosystems, Inc.

M.C.C.

Micro Commercial Components
 21201 Itasca Street Chatsworth
 CA 91311
 Phone: (818) 701-4933
 Fax: (818) 701-4939

MUR20005CT THRU MUR20060CT

Features

- Supre Fast switching for high efficiency
- High Surge Capability
- Low Leakage
- Low Forward Voltage Drop
- High Current Capability

200 Amp Supre Fast Recovery Rectifier 50 to 600 Volts

Maximum Ratings

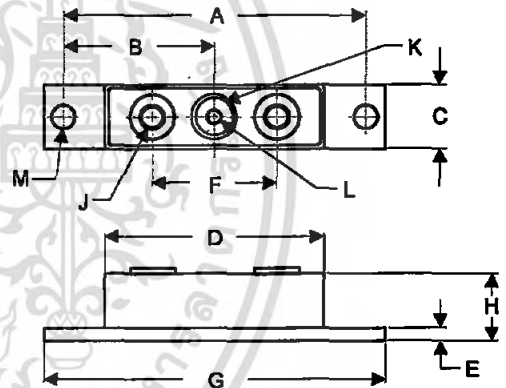
- Operating Temperature: -55°C to +175°C
- Storage Temperature: -55°C to +175°C

| MCC Part Number | Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage | Maximum RMS Voltage | Maximum DC Blocking Voltage |
|-----------------|----------------------------------------|---------------------|-----------------------------|
| MUR20005CT | 50V | 35V | 50V |
| MUR20010CT | 100V | 70V | 100V |
| MUR20020CT | 200V | 40V | 200V |
| MUR20040CT | 400V | 280V | 400V |
| MUR20060CT | 600V | 420V | 600V |

Electrical Characteristics @ 25°C Unless Otherwise Specified

| | | | |
|---------------------------------------------------------|-------------|--------------------------|-------------------------------------------------------|
| Average Forward Current | $I_{F(AV)}$ | 200 A | $T_C = 135^\circ\text{C}$ |
| Peak Forward Surge Current | I_{FSM} | 800A | 8.3ms, half sine |
| Maximum Instantaneous Forward Voltage | V_F | 1.25V 1.75V | $I_{FM} = 100.0A$; $T_J = 25^\circ\text{C}$ |
| Maximum DC Reverse Current At Rated DC Blocking Voltage | I_R | 50 μA 6 mA | $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$ |
| Maximum Reverse Recovery Time | T_{rr} | 60ns 75ns 90ns | $I_F = 0.5A$, $I_R = 1.0A$, $I_{rr} = 0.25A$ |
| Typical Junction Capacitance | C_J | 575pF 300pF 275pF | Measured at 1.0MHz, $V_R = 10V$ |

FULL PACK



| DIM | INCHES | | MM | | NOTE |
|-----|--------|-------------|-------|-------|------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX | |
| A | 3.150 | NOM | 80.01 | NOM | |
| B | 1.563 | 1.585 | 39.76 | 40.28 | |
| C | .700 | .800 | 17.78 | 20.32 | |
| D | 2.400 | 2.500 | 60.98 | 63.50 | |
| E | .118 | .132 | 3.02 | 3.35 | |
| F | 1.373 | REF | 34.82 | REF | |
| G | 3.550 | 3.650 | 89.17 | 92.71 | |
| H | .580 | .620 | 14.73 | 15.75 | |
| J | | 1/4 -20 UNF | | FULL | |
| K | .380 | .410 | 9.65 | 10.41 | Ø |
| L | .185 | .185 | 4.70 | 4.85 | Ø |
| M | .275 | .295 | 6.99 | 7.49 | Ø |

*Pulse Test: Pulse Width 300µsec, Duty Cycle 2%

www.mccsemi.com

Figure 1
Typical Forward Characteristics

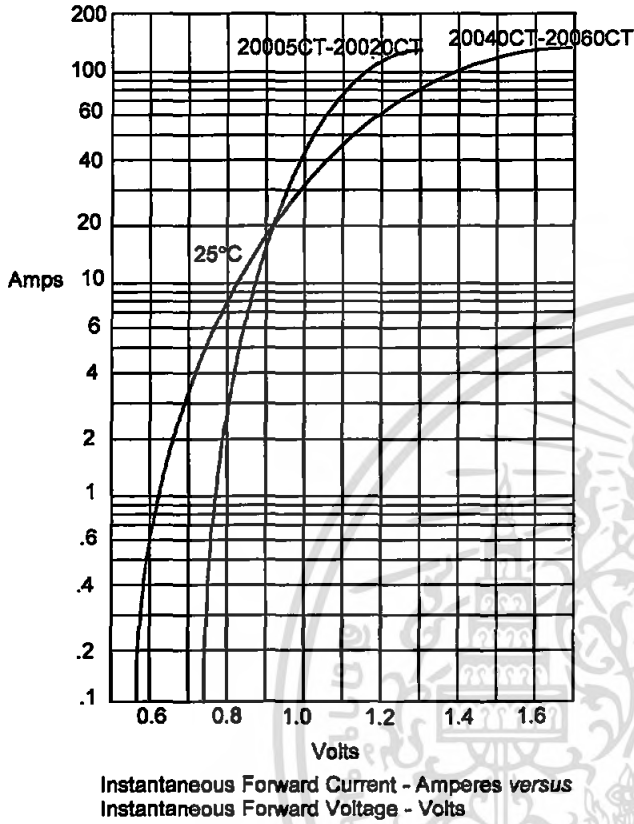


Figure 2
Forward Derating Curve

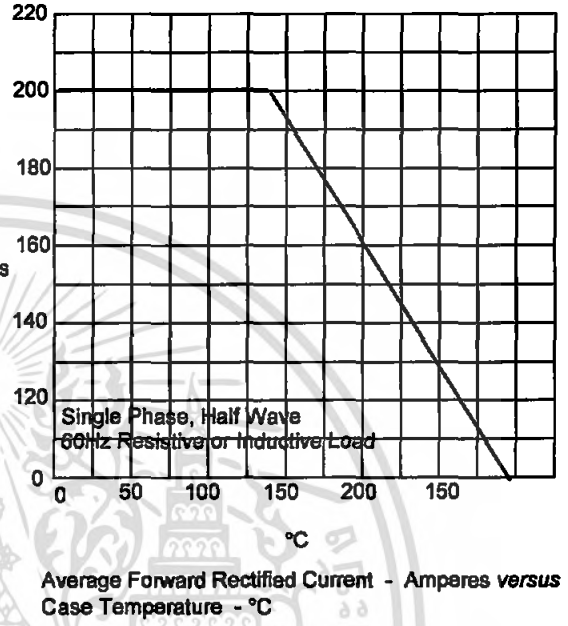


Figure 3
Junction Capacitance

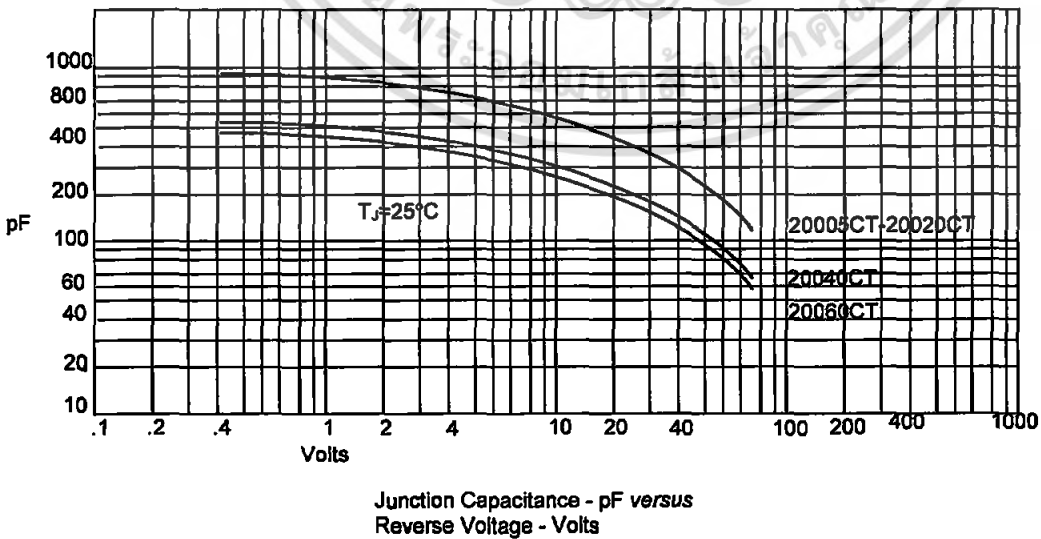
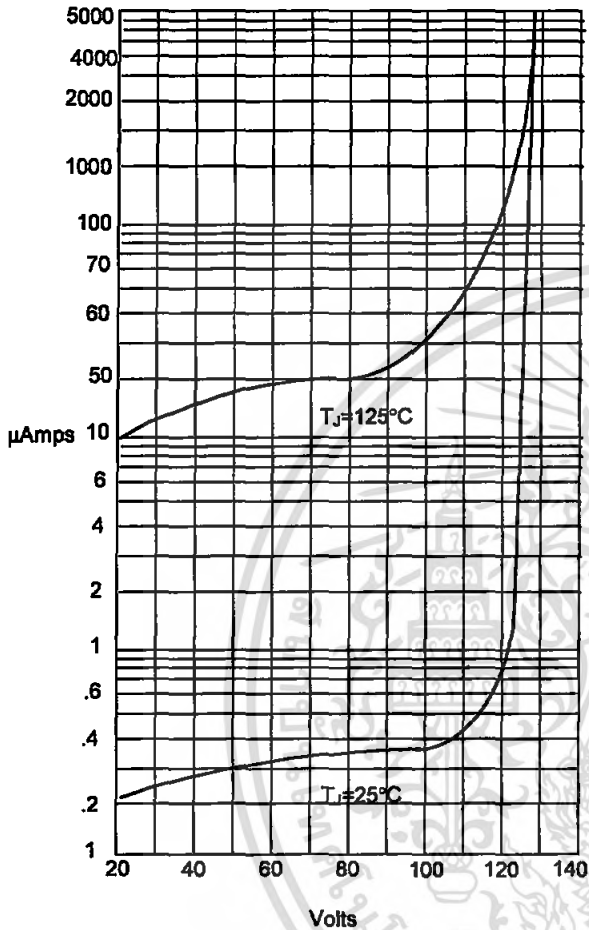


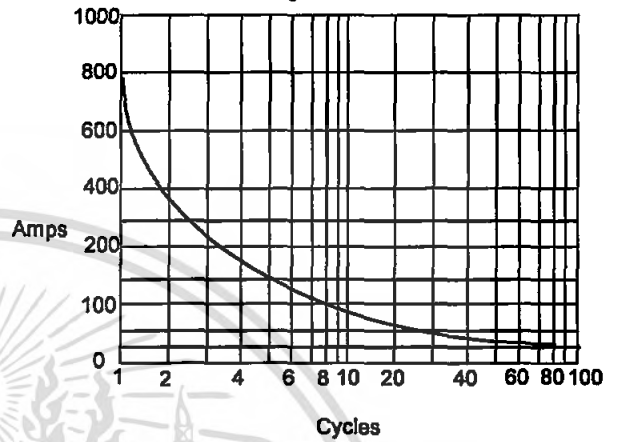


Figure 4
Typical Reverse Characteristics



Instantaneous Reverse Leakage Current - MicroAmperes versus Percent Of Rated Peak Reverse Voltage - Volts

Figure 5
Peak Forward Surge Current



Peak Forward Surge Current - Amperes versus Number Of Cycles At 60Hz - Cycles

CentralTM

Semiconductor Corp.

145 Adams Ave., Hauppauge, NY 11788 USA
 Phone (631) 435-1110 FAX (631) 435-1824
 Manufacturer of World Class Discrete Semiconductors
 www.centralsemi.com

BD135
 BD137
 BD139

NPN SILICON TRANSISTORS

JEDEC TO-126 CASE

DESCRIPTION: The Central Semiconductor BD135, BD137, and BD139 types are NPN Silicon Epitaxial Planar Transistors designed for audio amplifier and switching applications.

MAXIMUM RATINGS: ($T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

| | <u>SYMBOL</u> | <u>BD135</u> | <u>BD137</u> | <u>BD139</u> | <u>UNIT</u> |
|-----------------------------------------------------|-----------------|--------------|--------------|--------------|--------------------|
| Collector-Base Voltage | V_{CBO} | 45 | 60 | 100 | V |
| Collector-Emitter Voltage | V_{CEO} | 45 | 60 | 80 | V |
| Emitter-Base Voltage | V_{EBO} | | 5.0 | | V |
| Collector Current | I_C | | 1.5 | | A |
| Peak Collector Current | I_{CM} | | 2.0 | | A |
| Base Current | I_B | | 0.5 | | A |
| Peak Base Current | I_{BM} | | 1.0 | | A |
| Power Dissipation ($T_{mb}\leq 70^\circ\text{C}$) | P_D | | 8.0 | | W |
| Power Dissipation ($T_A=25^\circ\text{C}$) | P_D | | 1.25 | | W |
| Operating and Storage Junction Temperature | T_J, T_{stg} | | -65 to +150 | | $^\circ\text{C}$ |
| Thermal Resistance | Θ_{J-mb} | | 10 | | $^\circ\text{C/W}$ |
| Thermal Resistance | Θ_{J-A} | | 100 | | $^\circ\text{C/W}$ |

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

| <u>SYMBOL</u> | <u>TEST CONDITIONS</u> | <u>BD135</u> | | <u>BD137</u> | | <u>BD139</u> | | <u>UNIT</u> |
|---------------|--------------------------------------------------------|--------------|------------|--------------|------------|--------------|------------|---------------|
| | | <u>MIN</u> | <u>MAX</u> | <u>MIN</u> | <u>MAX</u> | <u>MIN</u> | <u>MAX</u> | |
| β_{CBO} | $V_{CB}=30\text{V}$ | | 100 | | 100 | | 100 | nA |
| β_{CBO} | $V_{CB}=30\text{V}, T_C=125^\circ\text{C}$ | | 10 | | 10 | | 10 | μA |
| β_{EBO} | $V_{EB}=5.0\text{V}$ | | 100 | | 100 | | 100 | nA |
| h_{FE} | $I_C=30\text{mA}$ | 45 | | 60 | | 80 | | V |
| $h_{FE(SAT)}$ | $I_C=500\text{mA}, I_B=50\text{mA}$ | | 0.5 | | 0.5 | | 0.5 | V |
| $h_{FE(ON)}$ | $V_{CE}=2.0\text{V}, I_C=500\text{mA}$ | | 1.0 | | 1.0 | | 1.0 | V |
| h_{FE} | $V_{CE}=2.0\text{V}, I_C=5.0\text{mA}$ | 40 | | 40 | | 40 | | |
| h_{FE} | $V_{CE}=2.0\text{V}, I_C=150\text{mA}$ | 63 | 250 | 63 | 250 | 63 | 250 | |
| h_{FE} | $V_{CE}=2.0\text{V}, I_C=500\text{mA}$ | 25 | | 25 | | 25 | | |
| f_T | $V_{CE}=5.0\text{V}, I_C=50\text{mA}, f=100\text{MHz}$ | 190 TYP | | 190 TYP | | 190 TYP | | MHz |

BD135-10

BD135-16

BD137-10

BD137-16

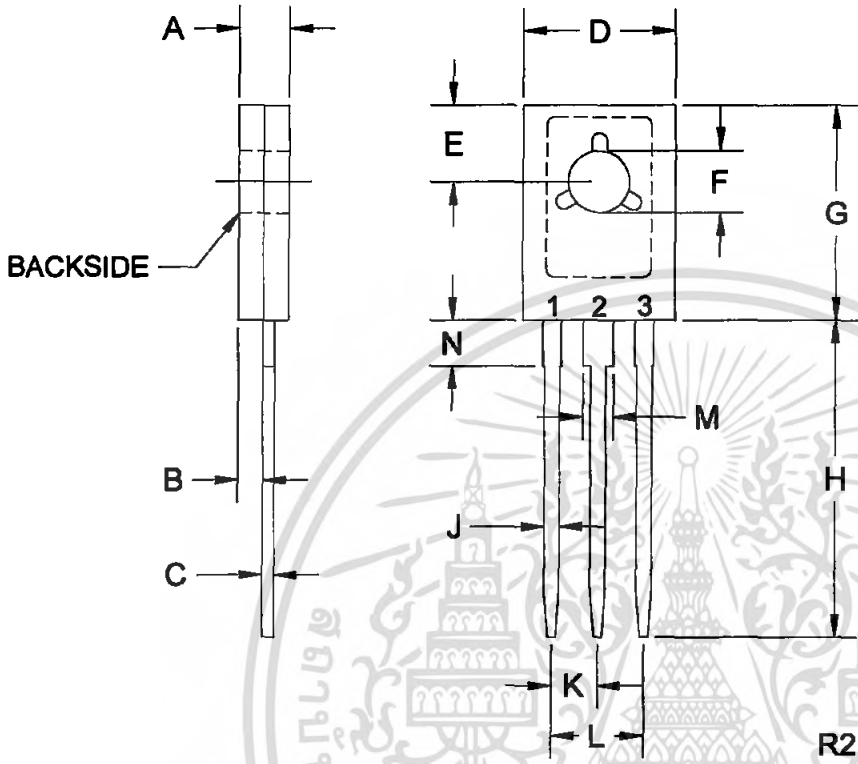
BD139-10

BD139-16

| <u>SYMBOL</u> | <u>TEST CONDITIONS</u> | <u>MIN</u> | <u>MAX</u> | <u>MIN</u> | <u>MAX</u> |
|---------------|----------------------------------------|------------|------------|------------|------------|
| h_{FE} | $V_{CE}=2.0\text{V}, I_C=150\text{mA}$ | 63 | 160 | 100 | 250 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 (SEE REVERSE SIDE)
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

JEDEC TO-126 CASE - MECHANICAL OUTLINE



| SYMBOL | INCHES | | MILLIMETERS | |
|--------|--------|-------|-------------|-------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 0.094 | 0.106 | 2.40 | 2.70 |
| B | 0.050 | | 1.27 | |
| C | 0.015 | 0.030 | 0.38 | 0.75 |
| D | 0.291 | 0.307 | 7.40 | 7.80 |
| E | 0.148 | | 3.75 | |
| F | 0.118 | 0.126 | 3.00 | 3.20 |
| G | 0.413 | 0.435 | 10.50 | 11.05 |
| H | 0.618 | | 15.70 | |
| J | 0.025 | 0.035 | 0.64 | 0.90 |
| K | 0.089 | | 2.25 | |
| L | 0.177 | | 4.50 | |
| M | 0.045 | 0.055 | 1.14 | 1.39 |
| N | 0.083 | | 2.10 | |

TO-126 (REV:R2)

Lead Code:

- 1. Emitter
- 2. Collector
- 3. Base

Mounting Pad is Common to Pin 2

CentralTM
Semiconductor Corp.

18950000, Ave. H, Bayside, NY 11709, USA

Phone: (516) 435-1111, FAX: (516) 435-1059

Mail: Central Semiconductor, Dept. 100, Bayside, NY 11709, USA

www.centralsemi.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CentralTM Semiconductor Corp.

145 Adams Ave., Hauppauge, NY 11788 USA
 Phone (631) 435-1110 FAX (631) 435-1824
 Manufacturer of World Class Discrete Semiconductors
 www.centalsemi.com

BD136
 BD138
 BD140

PNP SILICON TRANSISTORS

JEDEC TO-126 CASE

DESCRIPTION: The Central Semiconductor BD136, BD138, and BD140 types are PNP Silicon Epitaxial Planar Transistors designed for audio amplifier and switching applications.

MAXIMUM RATINGS: ($T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

| | <u>SYMBOL</u> | <u>BD136</u> | <u>BD138</u> | <u>BD140</u> | <u>UNIT</u> |
|------------------------------------------------------|-----------------|--------------|--------------|--------------|--------------------|
| Collector-Base Voltage | V_{CBO} | 45 | 60 | 100 | V |
| Collector-Emitter Voltage | V_{CEO} | 45 | 60 | 80 | V |
| Emitter-Base Voltage | V_{EBO} | | 5.0 | | V |
| Collector Current | I_C | | 1.5 | | A |
| Peak Collector Current | I_{CM} | | 2.0 | | A |
| Base Current | I_B | | 0.5 | | A |
| Peak Base Current | I_{BM} | | 1.0 | | A |
| Power Dissipation ($T_{mb} \leq 70^\circ\text{C}$) | P_D | | 8.0 | | W |
| Power Dissipation ($T_A = 25^\circ\text{C}$) | P_D | | 1.25 | | W |
| Operating and Storage Junction Temperature | T_J, T_{stg} | | -65 to +150 | | $^\circ\text{C}$ |
| Thermal Resistance | θ_{J-mb} | | 10 | | $^\circ\text{C/W}$ |
| Thermal Resistance | θ_{JA} | | 100 | | $^\circ\text{C/W}$ |

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

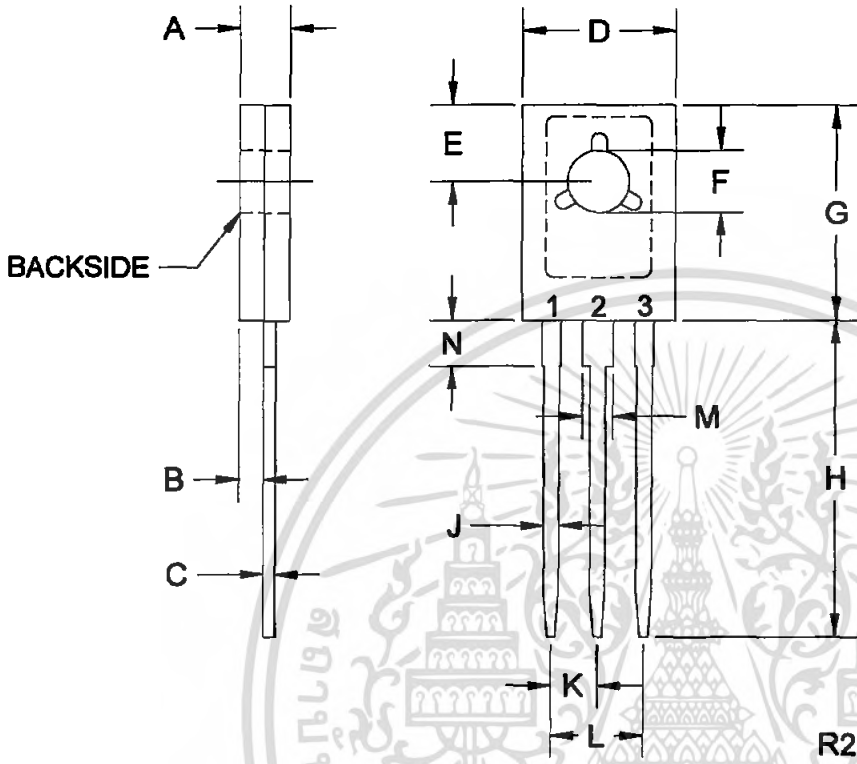
| <u>SYMBOL</u> | <u>TEST CONDITIONS</u> | <u>BD136</u> | | <u>BD138</u> | | <u>BD140</u> | | <u>UNIT</u> |
|---------------|--------------------------------------------------------|--------------|------------|--------------|------------|--------------|------------|---------------|
| | | <u>MIN</u> | <u>MAX</u> | <u>MIN</u> | <u>MAX</u> | <u>MIN</u> | <u>MAX</u> | |
| V_{CBO} | $V_{CB}=30\text{V}$ | | 100 | | 100 | | 100 | nA |
| I_{CBO} | $V_{CB}=30\text{V}, T_C=125^\circ\text{C}$ | | 10 | | 10 | | 10 | μA |
| V_{EBO} | $V_{EB}=5.0\text{V}$ | | 100 | | 100 | | 100 | nA |
| V_{CEO} | $I_C=30\text{mA}$ | 45 | | 60 | | 80 | | V |
| $V_{CE(SAT)}$ | $I_C=500\text{mA}, I_B=50\text{mA}$ | | 0.5 | | 0.5 | | 0.5 | V |
| $V_{BE(ON)}$ | $V_{CE}=2.0\text{V}, I_C=500\text{mA}$ | | 1.0 | | 1.0 | | 1.0 | V |
| β_{FE} | $V_{CE}=2.0\text{V}, I_C=5.0\text{mA}$ | 40 | | 40 | | 40 | | |
| β_{FE} | $V_{CE}=2.0\text{V}, I_C=150\text{mA}$ | 63 | 250 | 63 | 250 | 63 | 250 | |
| β_{FE} | $V_{CE}=2.0\text{V}, I_C=500\text{mA}$ | 25 | | 25 | | 25 | | |
| f_T | $V_{CE}=5.0\text{V}, I_C=50\text{mA}, f=100\text{MHz}$ | | 160 TYP | | 160 TYP | | 160 TYP | MHz |

BD136-10
 BD138-10
 BD140-10
 BD136-16
 BD138-16
 BD140-16

| <u>SYMBOL</u> | <u>TEST CONDITIONS</u> | <u>MIN</u> | <u>MAX</u> | <u>MIN</u> | <u>MAX</u> |
|---------------|----------------------------------------|------------|------------|------------|------------|
| β_{FE} | $V_{CE}=2.0\text{V}, I_C=150\text{mA}$ | 63 | 160 | 100 | 250 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 (SEE REVERSE SIDE)
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

JEDEC TO-126 CASE - MECHANICAL OUTLINE



| SYMBOL | INCHES | | MILLIMETERS | |
|--------|--------|-------|-------------|-------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 0.094 | 0.106 | 2.40 | 2.70 |
| B | 0.050 | | 1.27 | |
| C | 0.015 | 0.030 | 0.38 | 0.75 |
| D | 0.291 | 0.307 | 7.40 | 7.80 |
| E | 0.148 | | 3.75 | |
| F | 0.118 | 0.126 | 3.00 | 3.20 |
| G | 0.413 | 0.435 | 10.50 | 11.05 |
| H | 0.618 | | 15.70 | |
| J | 0.025 | 0.035 | 0.64 | 0.90 |
| K | 0.089 | | 2.25 | |
| L | 0.177 | | 4.50 | |
| M | 0.045 | 0.055 | 1.14 | 1.39 |
| N | 0.083 | | 2.10 | |

TO-126 (REV:R2)

Lead Code:

- 1. Emitter
- 2. Collector
- 3. Base

Mounting Pad is Common to Pin 2

CentralTM
Semiconductor Corp.

149, 151, 153, 155, 157, 159, 161, 163, 165, 167, 169, 171, 173, 175, 177, 179, 181, 183, 185, 187, 189, 191, 193, 195, 197, 199, 201, 203, 205, 207, 209, 211, 213, 215, 217, 219, 221, 223, 225, 227, 229, 231, 233, 235, 237, 239, 241, 243, 245, 247, 249, 251, 253, 255, 257, 259, 261, 263, 265, 267, 269, 271, 273, 275, 277, 279, 281, 283, 285, 287, 289, 291, 293, 295, 297, 299, 301, 303, 305, 307, 309, 311, 313, 315, 317, 319, 321, 323, 325, 327, 329, 331, 333, 335, 337, 339, 341, 343, 345, 347, 349, 351, 353, 355, 357, 359, 361, 363, 365, 367, 369, 371, 373, 375, 377, 379, 381, 383, 385, 387, 389, 391, 393, 395, 397, 399, 401, 403, 405, 407, 409, 411, 413, 415, 417, 419, 421, 423, 425, 427, 429, 431, 433, 435, 437, 439, 441, 443, 445, 447, 449, 451, 453, 455, 457, 459, 461, 463, 465, 467, 469, 471, 473, 475, 477, 479, 481, 483, 485, 487, 489, 491, 493, 495, 497, 499, 501, 503, 505, 507, 509, 511, 513, 515, 517, 519, 521, 523, 525, 527, 529, 531, 533, 535, 537, 539, 541, 543, 545, 547, 549, 551, 553, 555, 557, 559, 561, 563, 565, 567, 569, 571, 573, 575, 577, 579, 581, 583, 585, 587, 589, 591, 593, 595, 597, 599, 601, 603, 605, 607, 609, 611, 613, 615, 617, 619, 621, 623, 625, 627, 629, 631, 633, 635, 637, 639, 641, 643, 645, 647, 649, 651, 653, 655, 657, 659, 661, 663, 665, 667, 669, 671, 673, 675, 677, 679, 681, 683, 685, 687, 689, 691, 693, 695, 697, 699, 701, 703, 705, 707, 709, 711, 713, 715, 717, 719, 721, 723, 725, 727, 729, 731, 733, 735, 737, 739, 741, 743, 745, 747, 749, 751, 753, 755, 757, 759, 761, 763, 765, 767, 769, 771, 773, 775, 777, 779, 781, 783, 785, 787, 789, 791, 793, 795, 797, 799, 801, 803, 805, 807, 809, 811, 813, 815, 817, 819, 821, 823, 825, 827, 829, 831, 833, 835, 837, 839, 841, 843, 845, 847, 849, 851, 853, 855, 857, 859, 861, 863, 865, 867, 869, 871, 873, 875, 877, 879, 881, 883, 885, 887, 889, 891, 893, 895, 897, 899, 901, 903, 905, 907, 909, 911, 913, 915, 917, 919, 921, 923, 925, 927, 929, 931, 933, 935, 937, 939, 941, 943, 945, 947, 949, 951, 953, 955, 957, 959, 961, 963, 965, 967, 969, 971, 973, 975, 977, 979, 981, 983, 985, 987, 989, 991, 993, 995, 997, 999, 1001, 1003, 1005, 1007, 1009, 1011, 1013, 1015, 1017, 1019, 1021, 1023, 1025, 1027, 1029, 1031, 1033, 1035, 1037, 1039, 1041, 1043, 1045, 1047, 1049, 1051, 1053, 1055, 1057, 1059, 1061, 1063, 1065, 1067, 1069, 1071, 1073, 1075, 1077, 1079, 1081, 1083, 1085, 1087, 1089, 1091, 1093, 1095, 1097, 1099, 1101, 1103, 1105, 1107, 1109, 1111, 1113, 1115, 1117, 1119, 1121, 1123, 1125, 1127, 1129, 1131, 1133, 1135, 1137, 1139, 1141, 1143, 1145, 1147, 1149, 1151, 1153, 1155, 1157, 1159, 1161, 1163, 1165, 1167, 1169, 1171, 1173, 1175, 1177, 1179, 1181, 1183, 1185, 1187, 1189, 1191, 1193, 1195, 1197, 1199, 1201, 1203, 1205, 1207, 1209, 1211, 1213, 1215, 1217, 1219, 1221, 1223, 1225, 1227, 1229, 1231, 1233, 1235, 1237, 1239, 1241, 1243, 1245, 1247, 1249, 1251, 1253, 1255, 1257, 1259, 1261, 1263, 1265, 1267, 1269, 1271, 1273, 1275, 1277, 1279, 1281, 1283, 1285, 1287, 1289, 1291, 1293, 1295, 1297, 1299, 1301, 1303, 1305, 1307, 1309, 1311, 1313, 1315, 1317, 1319, 1321, 1323, 1325, 1327, 1329, 1331, 1333, 1335, 1337, 1339, 1341, 1343, 1345, 1347, 1349, 1351, 1353, 1355, 1357, 1359, 1361, 1363, 1365, 1367, 1369, 1371, 1373, 1375, 1377, 1379, 1381, 1383, 1385, 1387, 1389, 1391, 1393, 1395, 1397, 1399, 1401, 1403, 1405, 1407, 1409, 1411, 1413, 1415, 1417, 1419, 1421, 1423, 1425, 1427, 1429, 1431, 1433, 1435, 1437, 1439, 1441, 1443, 1445, 1447, 1449, 1451, 1453, 1455, 1457, 1459, 1461, 1463, 1465, 1467, 1469, 1471, 1473, 1475, 1477, 1479, 1481, 1483, 1485, 1487, 1489, 1491, 1493, 1495, 1497, 1499, 1501, 1503, 1505, 1507, 1509, 1511, 1513, 1515, 1517, 1519, 1521, 1523, 1525, 1527, 1529, 1531, 1533, 1535, 1537, 1539, 1541, 1543, 1545, 1547, 1549, 1551, 1553, 1555, 1557, 1559, 1561, 1563, 1565, 1567, 1569, 1571, 1573, 1575, 1577, 1579, 1581, 1583, 1585, 1587, 1589, 1591, 1593, 1595, 1597, 1599, 1601, 1603, 1605, 1607, 1609, 1611, 1613, 1615, 1617, 1619, 1621, 1623, 1625, 1627, 1629, 1631, 1633, 1635, 1637, 1639, 1641, 1643, 1645, 1647, 1649, 1651, 1653, 1655, 1657, 1659, 1661, 1663, 1665, 1667, 1669, 1671, 1673, 1675, 1677, 1679, 1681, 1683, 1685, 1687, 1689, 1691, 1693, 1695, 1697, 1699, 1701, 1703, 1705, 1707, 1709, 1711, 1713, 1715, 1717, 1719, 1721, 1723, 1725, 1727, 1729, 1731, 1733, 1735, 1737, 1739, 1741, 1743, 1745, 1747, 1749, 1751, 1753, 1755, 1757, 1759, 1761, 1763, 1765, 1767, 1769, 1771, 1773, 1775, 1777, 1779, 1781, 1783, 1785, 1787, 1789, 1791, 1793, 1795, 1797, 1799, 1801, 1803, 1805, 1807, 1809, 1811, 1813, 1815, 1817, 1819, 1821, 1823, 1825, 1827, 1829, 1831, 1833, 1835, 1837, 1839, 1841, 1843, 1845, 1847, 1849, 1851, 1853, 1855, 1857, 1859, 1861, 1863, 1865, 1867, 1869, 1871, 1873, 1875, 1877, 1879, 1881, 1883, 1885, 1887, 1889, 1891, 1893, 1895, 1897, 1899, 1901, 1903, 1905, 1907, 1909, 1911, 1913, 1915, 1917, 1919, 1921, 1923, 1925, 1927, 1929, 1931, 1933, 1935, 1937, 1939, 1941, 1943, 1945, 1947, 1949, 1951, 1953, 1955, 1957, 1959, 1961, 1963, 1965, 1967, 1969, 1971, 1973, 1975, 1977, 1979, 1981, 1983, 1985, 1987, 1989, 1991, 1993, 1995, 1997, 1999, 2001, 2003, 2005, 2007, 2009, 2011, 2013, 2015, 2017, 2019, 2021, 2023, 2025, 2027, 2029, 2031, 2033, 2035, 2037, 2039, 2041, 2043, 2045, 2047, 2049, 2051, 2053, 2055, 2057, 2059, 2061, 2063, 2065, 2067, 2069, 2071, 2073, 2075, 2077, 2079, 2081, 2083, 2085, 2087, 2089, 2091, 2093, 2095, 2097, 2099, 2101, 2103, 2105, 2107, 2109, 2111, 2113, 2115, 2117, 2119, 2121, 2123, 2125, 2127, 2129, 2131, 2133, 2135, 2137, 2139, 2141, 2143, 2145, 2147, 2149, 2151, 2153, 2155, 2157, 2159, 2161, 2163, 2165, 2167, 2169, 2171, 2173, 2175, 2177, 2179, 2181, 2183, 2185, 2187, 2189, 2191, 2193, 2195, 2197, 2199, 2201, 2203, 2205, 2207, 2209, 2211, 2213, 2215, 2217, 2219, 2221, 2223, 2225, 2227, 2229, 2231, 2233, 2235, 2237, 2239, 2241, 2243, 2245, 2247, 2249, 2251, 2253, 2255, 2257, 2259, 2261, 2263, 2265, 2267, 2269, 2271, 2273, 2275, 2277, 2279, 2281, 2283, 2285, 2287, 2289, 2291, 2293, 2295, 2297, 2299, 2301, 2303, 2305, 2307, 2309, 2311, 2313, 2315, 2317, 2319, 2321, 2323, 2325, 2327, 2329, 2331, 2333, 2335, 2337, 2339, 2341, 2343, 2345, 2347, 2349, 2351, 2353, 2355, 2357, 2359, 2361, 2363, 2365, 2367, 2369, 2371, 2373, 2375, 2377, 2379, 2381, 2383, 2385, 2387, 2389, 2391, 2393, 2395, 2397, 2399, 2401, 2403, 2405, 2407, 2409, 2411, 2413, 2415, 2417, 2419, 2421, 2423, 2425, 2427, 2429, 2431, 2433, 2435, 2437, 2439, 2441, 2443, 2445, 2447, 2449, 2451, 2453, 2455, 2457, 2459, 2461, 2463, 2465, 2467, 2469, 2471, 2473, 2475, 2477, 2479, 2481, 2483, 2485, 2487, 2489, 2491, 2493, 2495, 2497, 2499, 2501, 2503, 2505, 2507, 2509, 2511, 2513, 2515, 2517, 2519, 2521, 2523, 2525, 2527, 2529, 2531, 2533, 2535, 2537, 2539, 2541, 2543, 2545, 2547, 2549, 2551, 2553, 2555, 2557, 2559, 2561, 2563, 2565, 2567, 2569, 2571, 2573, 2575, 2577, 2579, 2581, 2583, 2585, 2587, 2589, 2591, 2593, 2595, 2597, 2599, 2601, 2603, 2605, 2607, 2609, 2611, 2613, 2615, 2617, 2619, 2621, 2623, 2625, 2627, 2629, 2631, 2633, 2635, 2637, 2639, 2641, 2643, 2645, 2647, 2649, 2651, 2653, 2655, 2657, 2659, 2661, 2663, 2665, 2667, 2669, 2671, 2673, 2675, 2677, 2679, 2681, 2683, 2685, 2687, 2689, 2691, 2693, 2695, 2697, 2699, 2701, 2703, 2705, 2707, 2709, 2711, 2713, 2715, 2717, 2719, 2721, 2723, 2725, 2727, 2729, 2731, 2733, 2735, 2737, 2739, 2741, 2743, 2745, 2747, 2749, 2751, 2753, 2755, 2757, 2759, 2761, 2763, 2765, 2767, 2769, 2771, 2773, 2775, 2777, 2779, 2781, 2783, 2785, 2787, 2789, 2791, 2793, 2795, 2797, 2799, 2801, 2803, 2805, 2807, 2809, 2811, 2813, 2815, 2817, 2819, 2821, 2823, 2825, 2827, 2829, 2831, 2833, 2835, 2837, 2839, 2841, 2843, 2845, 2847, 2849, 2851, 2853, 2855, 2857, 2859, 2861, 2863, 2865, 2867, 2869, 2871, 2873, 2875, 2877, 2879, 2881, 2883, 2885, 2887, 2889, 2891, 2893, 2895, 2897, 2899, 2901, 2903, 2905, 2907, 2909, 2911, 2913, 2915, 2917, 2919, 2921, 2923, 2925, 2927, 2929, 2931, 2933, 2935, 2937, 2939, 2941, 2943, 2945, 2947, 2949, 2951, 2953, 2955, 2957, 2959, 2961, 2963, 2965, 2967, 2969, 2971, 2973, 2975, 2977, 2979, 2981, 2983, 2985, 2987, 2989, 2991, 2993, 2995, 2997, 2999, 3001, 3003, 3005, 3007, 3009, 3011, 3013, 3015, 3017, 3019, 3021, 3023, 3025, 3027, 3029, 3031, 3033, 3035, 3037, 3039, 3041, 3043, 3045, 3047, 3049, 3051, 3053, 3055, 3057, 3059, 3061, 3063, 3065, 3067, 3069, 3071, 3073, 3075, 3077, 3079, 3081, 3083, 3085, 3087, 3089, 3091, 3093, 3095, 3097, 3099, 3101, 3103, 3105, 3107, 3109, 3111, 3113, 3115, 3117, 3119, 3121, 3123, 3125, 3127, 3129, 3131, 3133, 3135, 3137, 3139, 3141, 3143, 3145, 3147, 3149, 3151, 3153, 3155, 3157, 3159, 3161, 3163, 3165, 3167, 3169, 3171, 3173, 3175, 3177, 3179, 3181, 3183, 3185, 3187, 3189, 3191, 3193, 3195, 3197, 3199, 3201, 3203, 3205, 3207, 3209, 3211, 3213, 3215, 3217, 3219, 3221, 3223, 3225, 3227, 3229, 3231, 3233, 3235, 3237, 3239, 3241, 3243, 3245, 3247, 3249, 3251, 3253, 3255, 3257, 3259, 3261, 3263, 3265, 3267, 3269, 3271, 3273, 3275, 3277, 3279, 3281, 3283, 3285, 3287, 3289, 3291, 3293, 3295, 3297, 3299, 3301, 3303, 3305, 3307, 3309, 3311, 3313, 3315, 3317, 3319, 3321, 3323, 3325, 3327, 3329, 3331, 3333, 3335, 3337, 3339, 3341, 3343, 3345, 3347, 3349, 3351, 3353, 3355, 3357, 3359, 3361, 3363, 3365, 3367, 3369, 3371, 3373, 3375, 3377, 3379, 3381, 3383, 3385, 3387, 3389, 3391, 3393, 3395, 3397, 3399, 3401, 3403, 3405, 3407, 3409, 3411, 3413, 3415, 3417, 3419, 3421, 3423, 3425, 3427, 3429, 3431, 3433, 3435, 3437, 3439, 3441, 3443, 3445, 3447, 3449, 3451, 3453, 3455, 3457, 3459, 3461, 3463, 3465, 3467, 3469, 3471, 3473, 3475, 3477, 3479, 3481, 3483, 3485, 3487, 3489, 3491, 3493, 3495, 3497, 3499, 3501, 3503, 3505, 3507, 3509, 3511, 3513, 3515, 3517, 3519, 3521, 3523, 3525, 3527, 3529, 3531, 3533, 3535, 3537, 3539, 3541, 3543, 3545, 3547, 3549, 3551, 3553, 3555, 3557, 3559, 3561, 3563, 3565, 3567, 3569, 3571, 3573, 3575, 3577, 3579, 3581, 3583, 3585, 3587, 3589, 3591, 3593, 3595, 3597, 3599, 3601, 3603, 3605, 3607, 3609, 3611, 3613, 3615, 3617, 3619, 3621, 3623, 3625, 3627, 3629, 3631, 3633, 3635, 3637, 3639, 3641, 3643, 3645, 3647, 3649, 3651, 3653, 3655, 3657, 3659, 3661, 3663, 3665, 3667, 3669, 3671, 3673, 3675, 3677, 3679, 3681, 3683, 3685, 3687, 3689, 3691, 3693, 3695, 3697, 3699, 3701, 3703, 3705, 3707, 3709, 3711, 3713, 3715, 3717, 3719, 3721, 3723, 3725, 3727, 3729, 3731, 3733, 3735, 3737, 3739, 3741, 3743, 3745, 3747, 3749, 3751, 3753, 3755, 3757, 3759, 3761, 3763, 3765, 3767, 3769, 3771, 3773, 3775, 3777, 3779, 3781, 3783, 3785, 3787, 3789, 3791, 3793, 3795, 3797, 3799, 3801, 3803, 3805, 3807, 3809, 3811, 3813, 3815, 3817, 3819, 3821, 3823, 3825, 3827, 3829, 3831, 3833, 3835, 3837, 3839, 3841, 3843, 3845, 3847, 3849, 3851, 3853, 3855, 3857, 3859, 3861, 3863, 3865, 3867, 3869, 3871, 3873, 3875, 3877, 3879, 3881, 3883, 3885, 3887, 3889, 3891, 3893, 3895, 3897, 3899, 3901, 3903, 3905, 3907, 3909, 3911, 3913, 3915, 3917, 3919, 3921, 3923, 3925, 3927, 3929, 3931, 3933, 3935, 3937, 3939, 3941, 3943, 3945, 3947, 3949, 3951, 3953, 3955, 3957, 3959, 3961, 3963, 3965, 3967, 396

LM741

Operational Amplifier

General Description

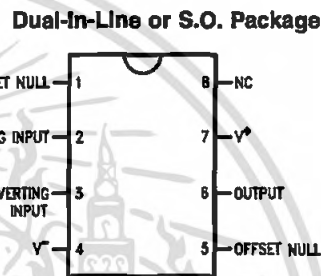
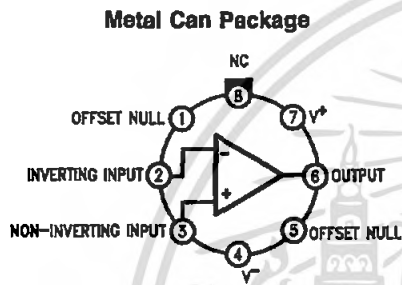
The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications. The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and

output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C is identical to the LM741/LM741A except that the LM741C has their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Features

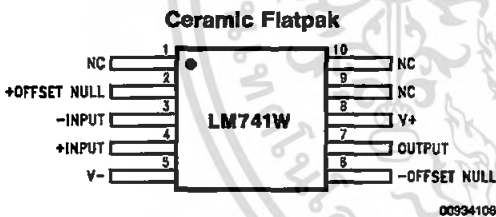
Connection Diagrams



Note 1: LM741H is available per JM38510/10101
00934102

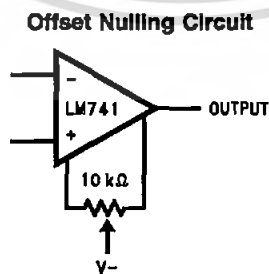
Order Number LM741H, LM741H/883 (Note 1),
LM741AH/883 or LM741CH
See NS Package Number H08C

00934103
Order Number LM741J, LM741J/883, LM741CN
See NS Package Number J08A, M08A or N08E



Order Number LM741W/883
See NS Package Number W10A
00934108

Typical Application



00934107

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

(Note 7)

| | LM741A | LM741 | LM741C |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| Supply Voltage | ±22V | ±22V | ±18V |
| Power Dissipation (Note 3) | 500 mW | 500 mW | 500 mW |
| Differential Input Voltage | ±30V | ±30V | ±30V |
| Input Voltage (Note 4) | ±15V | ±15V | ±15V |
| Output Short Circuit Duration | Continuous | Continuous | Continuous |
| Operating Temperature Range | -55°C to +125°C | -55°C to +125°C | 0°C to +70°C |
| Storage Temperature Range | -65°C to +150°C | -65°C to +150°C | -65°C to +150°C |
| Junction Temperature | 150°C | 150°C | 100°C |
| Soldering Information | | | |
| N-Package (10 seconds) | 260°C | 260°C | 260°C |
| J- or H-Package (10 seconds) | 300°C | 300°C | 300°C |
| M-Package | | | |
| Vapor Phase (60 seconds) | 215°C | 215°C | 215°C |
| Infrared (15 seconds) | 215°C | 215°C | 215°C |
| See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices. | | | |
| ESD Tolerance (Note 8) | 400V | 400V | 400V |

Electrical Characteristics (Note 5)

| Parameter | Conditions | LM741A | | | LM741 | | | LM741C | | | Units |
|---------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------|--------|-----|-------|-------|-----|-----|--------|-----|------------------------------|-------|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | |
| Input Offset Voltage | $T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ | | | | 1.0 | 5.0 | | 2.0 | 6.0 | mV | |
| | $R_S \leq 50\Omega$ | | 0.8 | 3.0 | | | | | | mV | |
| | $T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ | | | 4.0 | | | 6.0 | | 7.5 | mV | |
| Average Input Offset Voltage Drift | | | | 15 | | | | | | $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ | |
| Input Offset Voltage Adjustment Range | $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 20\text{V}$ | ±10 | | | ±15 | | | ±15 | | mV | |
| Input Offset Current | $T_A = 25^\circ\text{C}$ | | 3.0 | 30 | 20 | 200 | | 20 | 200 | nA | |
| | $T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ | | | 70 | 85 | 500 | | | 300 | nA | |
| Average Input Offset Current Drift | | | | 0.5 | | | | | | $\text{nA}/^\circ\text{C}$ | |
| Input Bias Current | $T_A = 25^\circ\text{C}$ | | 30 | 80 | 80 | 500 | | 80 | 500 | nA | |
| | $T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ | | | 0.210 | | 1.5 | | | 0.8 | μA | |
| Input Resistance | $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 20\text{V}$ | 1.0 | 6.0 | | 0.3 | 2.0 | | 0.3 | 2.0 | $\text{M}\Omega$ | |
| | $T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20\text{V}$ | 0.5 | | | | | | | | $\text{M}\Omega$ | |
| Input Voltage Range | $T_A = 25^\circ\text{C}$ | | | | | | | ±12 | ±13 | V | |
| | $T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ | | | | ±12 | ±13 | | | | V | |

Electrical Characteristics (Note 5) (Continued)

| Parameter | Conditions | LM741A | | | LM741 | | | LM741C | | | Units | | |
|--------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|------|-----|----------------------|----------------------|-----|----------------------|----------------------|-----|-------|-----|----------------------|
| | | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | Min | Typ | Max | | | |
| Large Signal Voltage Gain | $T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$ | 50 | | | | | | 50 | 200 | | 20 | 200 | V/mV V/mV |
| | $T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$, $V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$ | 32 | | | | | | 25 | | | 15 | | V/mV V/mV V/mV |
| | $V_S = \pm 5\text{V}$, $V_O = \pm 2\text{V}$ | 10 | | | | | | | | | | | V/mV |
| Output Voltage Swing | $V_S = \pm 20\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ | ± 16 | | | | | | | | | | | V V |
| | $V_S = \pm 15\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ | | | | ± 12 ± 10 | ± 14 ± 13 | | ± 12 ± 10 | ± 14 ± 13 | | | | V V |
| | | | | | | | | | | | | | |
| Output Short Circuit Current | $T_A = 25^\circ\text{C}$ | 10 | 25 | 35 | | | | 25 | | | 25 | | mA mA |
| | $T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ | 10 | | 40 | | | | | | | | | |
| Common-Mode Rejection Ratio | $T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$ | | | | | | | 70 | 90 | | 70 | 90 | dB dB |
| | $R_S \leq 50\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$ | 80 | 95 | | | | | | | | | | |
| Supply Voltage Rejection Ratio | $T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$, $V_S = \pm 20\text{V}$ to $V_S = \pm 5\text{V}$ $R_S \leq 50\Omega$ | 86 | 96 | | | | | | | | | | dB dB |
| | $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ | | | | 77 | 96 | | 77 | 96 | | | | |
| Transient Response | $T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain | Rise Time | 0.25 | 0.8 | | | | 0.3 | | | 0.3 | | μs |
| | | Overshoot | 6.0 | 20 | | | | 5 | | | 5 | | % |
| Bandwidth (Note 6) | $T_A = 25^\circ\text{C}$ | 0.437 | 1.5 | | | | | | | | | | MHz |
| Slew Rate | $T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain | 0.3 | 0.7 | | | | 0.5 | | | 0.5 | | | V/ μs |
| Supply Current | $T_A = 25^\circ\text{C}$ | | | | | | 1.7 | 2.8 | | 1.7 | 2.8 | | mA |
| Power Consumption | $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$ | | 80 | 150 | | | | | | | | | mW mW |
| | | | | | | | 50 | 85 | | 50 | 85 | | |
| LM741A | $V_S = \pm 20\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$ | | | 165 | | | | | | | | | mW mW |
| LM741 | $V_S = \pm 15\text{V}$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$ | | | | | | 60 | 100 | | | | | mW mW |
| | | | | | | | 45 | 75 | | | | | |

Note 2: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.

Electrical Characteristics (Note 5) (Continued)

Note 3: For operation at elevated temperatures, these devices must be derated based on thermal resistance, and T_j max. (listed under "Absolute Maximum Ratings"). $T_j = T_A + (\theta_{JA} P_D)$.

| Thermal Resistance | Cerdip (J) | DIP (N) | HO8 (H) | SO-8 (M) |
|-------------------------------------|------------|---------|---------|----------|
| θ_{JA} (Junction to Ambient) | 100°C/W | 100°C/W | 170°C/W | 195°C/W |
| θ_{JC} (Junction to Case) | N/A | N/A | 25°C/W | N/A |

Note 4: For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

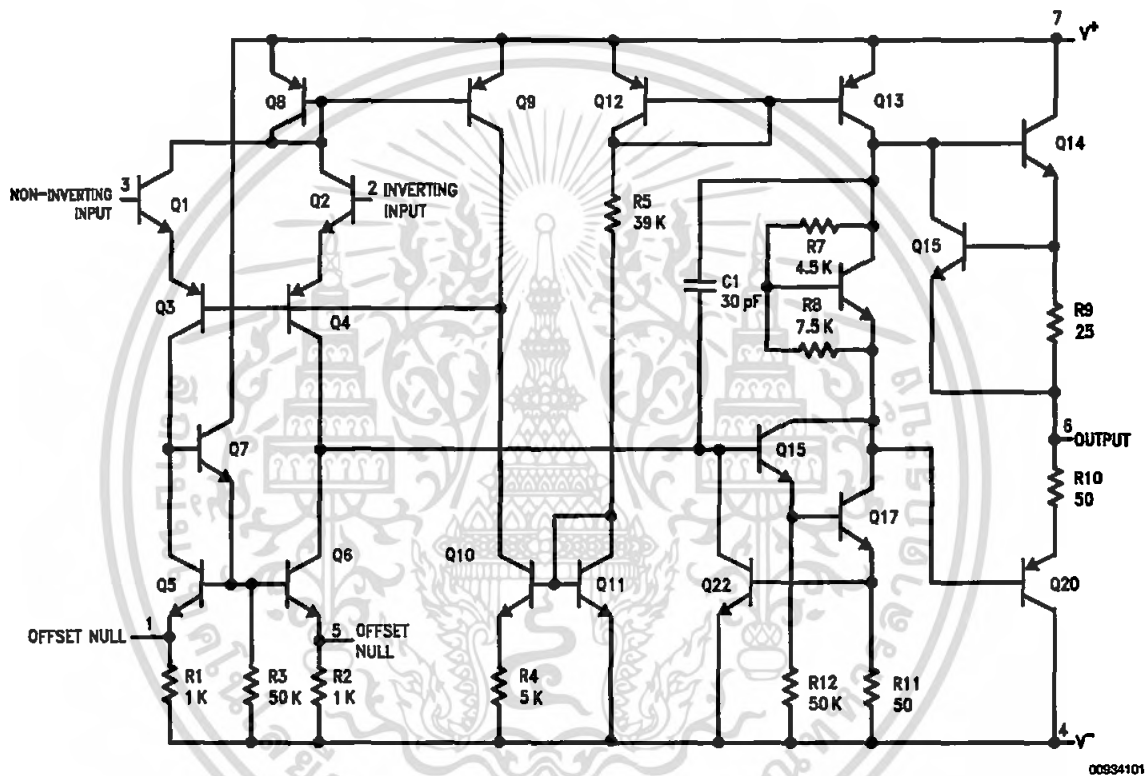
Note 5: Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_S = \pm 15V$, $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$.

Note 6: Calculated value from: BW (MHz) = $0.35/RIse$ Time(μs).

Note 7: For military specifications see RETS741X for LM741 and RETS741AX for LM741A.

Note 8: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

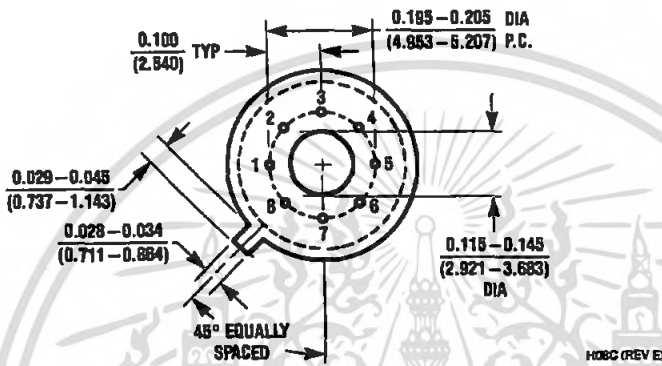
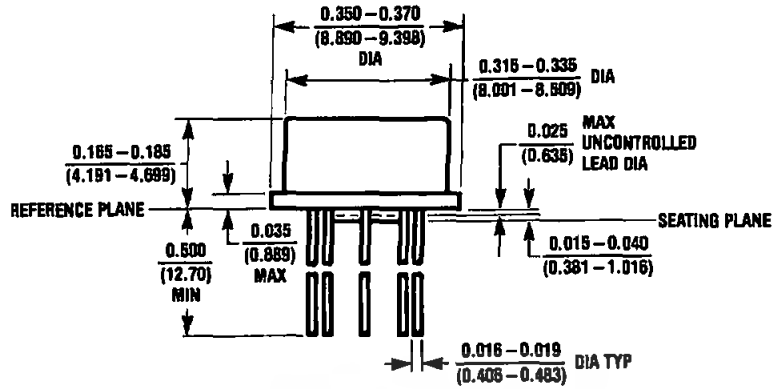
Schematic Diagram



00834101

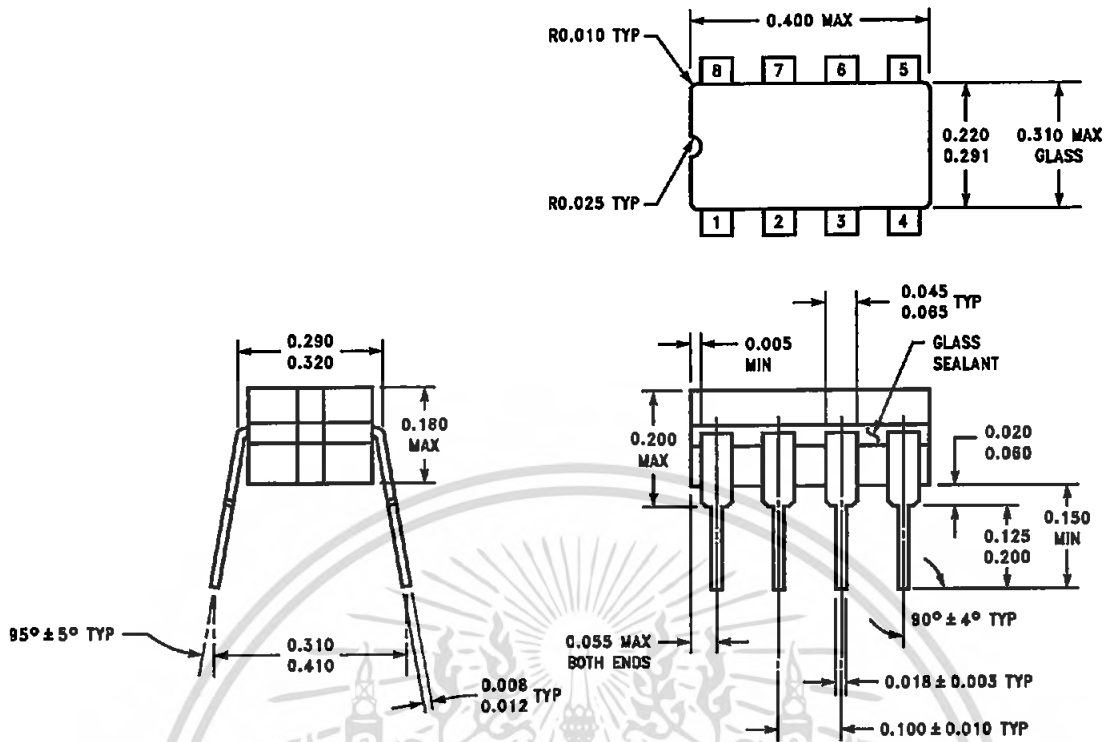
Physical Dimensions inches (millimeters)

unless otherwise noted



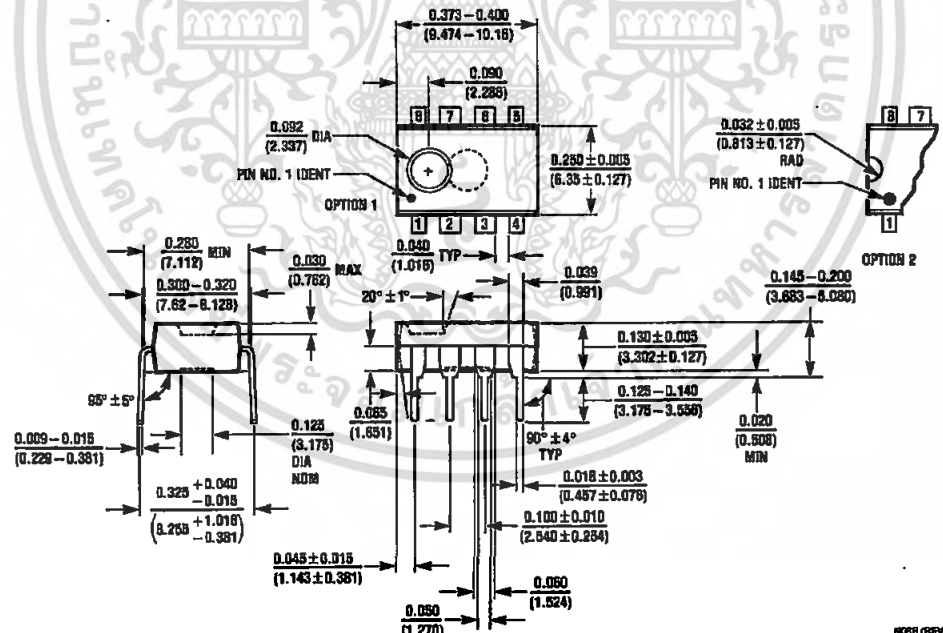
Metal Can Package (H)
Order Number LM741H, LM741H/883, LM741AH/883, LM741AH-MIL or LM741CH
NS Package Number H08C

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



J08A (REV K)

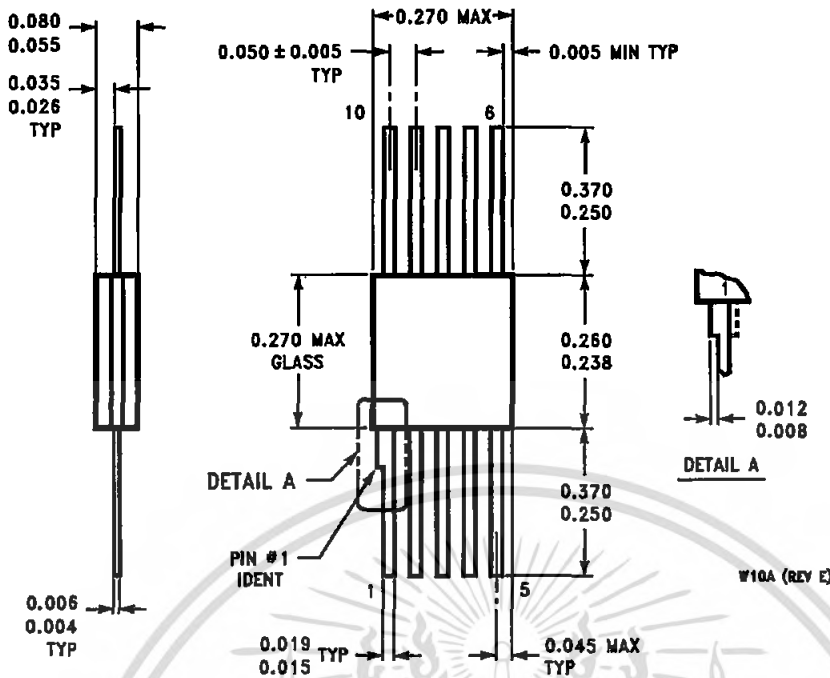
Ceramic Dual-in-Line Package (J)
Order Number LM741J/883
NS Package Number J08A



N08B (REV P)

Dual-in-Line Package (N)
Order Number LM741CN
NS Package Number N08E

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



10-Lead Ceramic Flatpak (W)
Order Number LM741W/883, LM741WG-MPR or LM741WG/883
NS Package Number W10A

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

For the most current product information visit us at www.national.com.

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

BANNED SUBSTANCE COMPLIANCE

National Semiconductor certifies that the products and packing materials meet the provisions of the Customer Products Stewardship Specification (CSP-9-111C2) and the Banned Substances and Materials of Interest Specification (CSP-9-111S2) and contain no "Banned Substances" as defined in CSP-9-111S2.

National Semiconductor
Americas Customer
Support Center
 Email: new.feedback@nsc.com
 Tel: 1-800-272-9959

National Semiconductor
Europe Customer Support Center
 Fax: +49 (0) 180-530 85 86
 Email: europe.support@nsc.com
 Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
 English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
 Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor
Asia Pacific Customer
Support Center
 Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor
Japan Customer Support Center
 Fax: 81-3-5639-7507
 Email: jpn.feedback@nsc.com
 Tel: 81-3-5639-7660

www.national.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้